



TESIS - TE 142599

**PERANCANGAN BANDPASS FILTER BERBASIS
SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW)
DENGAN METODE *DEFECTED GROUND
STRUCTURE* (DGS) UNTUK APLIKASI *GROUND
PENETRATING RADAR* (GPR) - *ULTRA
WIDEBAND* (UWB)**

**NUANSA DIPA BISMOKO
2214203016**

**DOSEN PEMBIMBING
Eko Setijadi, ST, MT, Ph.D**

**PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TELEKOMUNIKASI MULTIMEDIA
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2016**



THESIS - TE 142599

**DESIGN OF BANDPASS FILTER USING
SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW)
WITH DEFECTED GROUND STRUCTURE (DGS)
METHOD FOR GROUND PENETRATING RADAR
(GPR) - ULTRA WIDEBAND (UWB)
APPLICATION**

**NUANSA DIPA BISMOKO
2214203016**

**SUPERVISOR
Eko Setijadi, ST, MT, Ph.D**

**MASTER PROGRAM
TELECOMMUNICATION MULTIMEDIA
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF INDUSTRIAL ENGINEERING
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2016**

Tesis disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar
Magister Teknik (MT)

di

Institut Teknologi Sepuluh Nopember

oleh :


Nuansa Dipa Bismoko

NRP. 2214203016

Tanggal ujian : 18 Januari 2016

Periode wisuda : Maret 2016

Disetujui oleh :



1. Eko Setijadi, ST., MT., P.hD
NIP. 197210012003121002

(Pembimbing)

2. Prof. Dr. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M. Eng.
NIP. 197011111993031002

(Penguji)

3. Dr. Ir. Achmad Mauludiyanto, MT.
NIP. 196109031989031001

(Penguji)

4. Dr. Ir. Puji Handayani, MT.
NIP. 196605101992032002

(Penguji)

5. Dr. Istas Pratomo, ST., MT.
NIP. 197903252003121001

(Penguji)

Direktur Program Pascasarjana,



Prof. Ir. Djauhar Manfaat, M.Sc, Ph.D
NIP. 196012021987011001

ABSTRAK

PERANCANGAN BANDPASS FILTER BERBASIS *SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE* (SIW) DENGAN METODE *DEFECTED GROUND STRUCTURE* (DGS) UNTUK APLIKASI *GROUND PENETRATING RADAR* (GPR) - *ULTRA WIDEBAND* (UWB)

Nama Mahasiswa : Nuansa Dipa Bismoko
NRP : 2214203016
Dosen Pembimbing : Eko Setijadi, ST.,MT.,Ph.D.

Kemajuan di bidang *Frequency Radio* (RF) sangat diperlukan untuk memenuhi berbagai kebutuhan manusia. Tidak hanya pada perkembangan di bidang seluler, tetapi juga kontribusi dalam bidang *Ground Penetrating Radar* (GPR) dengan memanfaatkan pulsa *Ultra Wideband* (UWB).

Untuk menunjang kinerja dari GPR-UWB radar, maka penelitian-penelitian komponen di sisi *front end* radar juga sangat diperlukan. Salah satu-nya adalah penelitian mengenai kinerja filter pada UWB radar. Filter yang dirancang harus memiliki karakteristik *high Q-factor*, serta *Insertion loss* dan *radiation loss* yang rendah. Salah satu metode perancangan yang dapat digunakan adalah teknik *Substrat Interated Waveguide* (SIW). Sayangnya, karena keterbatasan dari konstanta dielektrik bahan dan ketebalan substrat maka filter SIW memiliki *bandwidth* yang kecil (*narrow band*) dan luas filter resonator menjadi besar mengikuti frekuensi yang beresonansi.

Karena respon filter dual mode SIW memiliki kelemahan pada nilai frekuensi *cut-off high*, sehingga pada penelitian ini menawarkan solusi untuk meningkatkan nilai *second harmonic suppression* pada frekuensi *out of band*. Solusi yang ditawarkan adalah menggunakan struktur tambahan pada SIW yang diberi nama sel unit *defected ground structure* (DGS). Pada permasalahan keterbatasan struktur diatasi menggunakan teknik *Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide* (QMSIW). Untuk permasalahan *fractional bandwidth* (FBW) UWB diatasi menggunakan *inner coupling* (a_2).

Hasil yang didapatkan adalah dengan menggunakan struktur QMSIW dapat melakukan reduksi 86,3% struktur SIW. *Fractional Bandwidth* (FBW) yang didapat pada titik -3dB adalah 22%, dengan nilai yang diperoleh dari *second harmonic suppression* mencapai 35 dB.

Kata kunci : GPR radar, *Ultra Wideband*, Filter, *Coupling*, FBW, SIW, DGS, QMSIW, *second harmonic suppression*.

ABSTRACT

DESIGN OF BANDPASS FILTER USING SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE (SIW) WITH DEFECTED GROUND STRUCTURE (DGS) METHOD FOR GROUND PENETRATING RADAR (GPR) - ULTRA WIDEBAND (UWB)

Name : Nuansa Dipa Bismoko
NRP : 2214203016
Supervisor : Eko Setijadi, ST.,MT.,Ph.D.

Developments in radio frequency (RF) are needed to accomplish the human needs. Not only on cellular communication, but also contribute in the field of Ground Penetrating Radar (GPR) by utilize the pulse of Ultra Wideband (UWB).

To support the performance of GPR-UWB radar, many research of component in the front-end radar is also very necessary. One of them is research on the performance of the filter in the UWB radar. The designed filter should have the characteristic of high Q-factor, low insertion loss and low radiation loss. One of the design method that can be use is the substrate integrated waveguide (SIW) technique. Unfortunately, because the limitations of the material dielectric and thickness of the substrate then SIW filter has a small bandwidth (narrow band) and wide resonator filter. It becomes larger following the resonating frequency.

Dual mode SIW filter response has a weakness in the value of the cut-off frequency. In this research, a solution to increase the value of second harmonic suppression in out of band frequency has been offered. The solution is using an additional structure on SIW named defected ground structure (DGS) cell units. The miniaturization structure was solved using Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide (QMSIW) technique. The limitation of fractional bandwidth can be fixed by using inner coupling (a2).

The results obtained using QMSIW structure can take 86% reduction of SIW structure. Fractional bandwidth (FBW) obtained at the -3 dB point is 22 %, with the rejection value of second harmonic suppression is 35 dB.

Keyword : GPR radar,Ultra Wideband, Filter, Coupling, FBW, SIW, DGS, QMSIW, second harmonic suppression.

KATA PENGANTAR

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Karena rahmat Allah SWT penulis berhasil menyelesaikan buku tesis ini dengan sebaik-baiknya untuk memenuhi salah satu syarat menyelesaikan pendidikan strata dua (S2) di Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember. Oleh sebab itu, penulis senantiasa memanjatkan puji dan syukur ke hadirat-Nya. Penulis mengucapkan terima kasih kepada semua pihak yang telah memberikan segenap pikiran maupun yang telah membantu dalam penulisan tesis ini khususnya kepada:

1. Ayahanda Drs. Nirwanto Prasetyo Budi, M.Hum.(Alm) dan Ibunda Dra. Pudji Astuti atas dorongan semangat dan doa yang tak pernah putus.
2. Bapak Eko Setijadi, ST, MT, P.hD. dan Bapak Prasetyono Hari Mukti, ST, MSc. yang telah berkenan membimbing penulis dalam penyelesaian tesis ini.
3. Bapak Dr. Ir. Wirawan, DEA selaku Koordinator Bidang Keahlian Telekomunikasi Multimedia serta seluruh Dosen Telekomunikasi Multimedia yang telah mendidik dalam menjalani proses perkuliahan.
4. Anggota tim penelitian *Front-end GPR Radar* : Nancy Ardelina, ST., Wahyu Waskito., ST dan Adi Pandu Wirawan., ST. Yang telah membantu dalam pengukuran dan *sharing* ilmu yang sangat bermanfaat.
5. Seluruh Anggota Lab. Telekomunikasi B406 dan teman-teman mahasiswa S2 TMM – ITS yang telah banyak membantu dalam penelitian dan senantiasa memberi warna dan semangat selama ini.
6. Kementrian Riset dan DIKTI atas Beasiswa *Fresh Graduate*.

Tidak ada gading yang tak retak. Oleh sebab itu, penulis senantiasa mengharapkan kritik serta saran yang membangun. Terakhir, penulis berharap tesis ini dapat bermanfaat bagi kita semua.

Surabaya, 19 Januari 2015

Penulis

Daftar Isi

HALAMAN JUDUL	i
LEMBAR PENGESAHAN	iii
PERYATAAN KEASLIAN.....	v
ABSTRAK	vii
ABSTRACT	ix
KATA PENGANTAR	xi
DAFTAR ISI.....	xiii
DAFTAR GAMBAR.....	xvii
DAFTAR TABEL	xxi
 1. PENDAHULUAN	 1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah	5
1.3 Batasan Masalah	5
1.4 Tujuan Penelitian	5
1.5 Manfaat Penelitian	5
1.6 Sistematika Penulisan	6
 2. KAJIAN PUSTAKA	 7
2.1 Ultra Wideband	7
2.2 Ground Penetrating Radar	8
2.3 Waveguide	10
2.3.1 Mode Propagasi TE	10
2.3.2 Mode Propagasi TM	11
2.4 Substrate Integrated Waveguide	12
2.4.1 Teori Transisi	12
2.4.2 Saluran Transmisi Mikrostrip	13
2.4.3 Impedansi Karakteristik Saluran	15

2.4.4 Filter Chebyshev	16
2.4.5 Teknik Sintesis Pada SIW	17
2.4.6 Cavity Resonator Rectangular	18
2.5 Filter dan Parameter Kinerja	19
2.5.1 Parameter S	21
2.5.2 Insertion Loss	23
2.5.3 Return Loss	24
2.5.4 Fraksional Bandwidth	25
2.6 Defected Ground Structure	25
2.7 State of the Art	27
3. METODE PENELITIAN SIW BANAPASS FILTER	31
3.1 Perangkat Yang Digunakan	31
3.2 Penentuan Spesifikasi Filter	32
3.2.1 Komponen Dielektrik	32
3.2.2 Parameter Pengujian	33
3.3 Perancangan Struktur SIW Bandpass Filter	33
3.3.1 Parameter Sweep Lebar Kopling a1	36
3.3.2 Parameter Sweep Lebar Kopling a1	37
3.3.3 Parameter sweep Lebar dan Panjang resonator SIW	38
3.3.4 Hasil Simulasi Dual Mode BPF Filter SIW	41
3.4 Miniaturisasi Struktur QMSIW	42
3.4.1 Parameter Sweep Panjang Double Resonator	46
3.4.2 Parameter Sweep Lebar Double Resonator	47
3.4.3 Parameter Sweep Posisi Outer kopling	48
3.5 Perancangan Unit Sel DGS	48
3.5.1 Parameter Sweep (Y)	49
3.5.2 Penabahan Unit Sel DGS	51
3.5.3 Parameter Sweep B1	52

3.5.4 Karakteristik Kopling QMSIW Filter dengan DGS	53
3.5.5 Perancangan Topologi Filter (Zigzag)	54
3.6 Rangkaian Ekivalen filter QMSIW-DGS Butterworth	55
3.7 Perancangan Pencatu pada Filter	57
4. ANALISA SIMULASI DAN PENGUKURAN FILTER	59
4.1 Hasil Simulasi CST Microwave Studio dan ADS	59
4.1.1 Analisa Koefisien Kopling Struktur	59
4.1.2 Selektivitas Filter	63
4.1.3 Analisa Kopling Rangkaian Ekivalen	64
4.1.4 Distribusi Medan E	67
4.2 Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran	69
4.2.1 Insertion Loss dan Faktor Kualitas	69
4.2.2 Return Loss	71
4.2.3 Impedansi	74
4.2.4 Group Delay	76
4.2.5 Phase	77
4.2.6 Perbandingan Parameter dan Total Reduksi Filter	78
5. PENUTUP	81
5.1.1 Kesimpulan	81
5.1.2 Saran	82
DAFTAR PUSTAKA	83
LAMPIRAN A: Datasheet Substrat Rodger RO 4360	89
LAMPIRAN B: Hasil Simulasi CST	91
LAMPIRAN C: Hasil Simulasi ADS	93
LAMPIRAN D: Pengukuran Dengan Network Analyzer	95
LAMPIRAN E: Publikasi	97
LAMPIRAN F: Listing MATLAB	99
RIWAYAT HIDUP	101

Daftar Gambar

1.1	Skema Pemancar & Penerima	2
1.2	Macam-macam Topologi SIW	
	(a) Cavity Resonator Tunggal	
	(b) Dual Cavity Resonator	
	(c) Zigzag	4
2.1	Batasan Daya Spektrum untuk Ground Penetrating Radar (GPR)	7
2.2	Diagram Blok GPR	9
2.3	Klasifikasi Sistem GPR	9
2.4	Geometri Pemandu Gelombang Square	10
2.5	Konfigurasi Transisi	13
2.6	Bentuk Saluran mikrostrip	15
2.7	SIW dengan Teknik via hole	17
2.8	Cavity resonator dengan deretan via	18
2.9	LPF	20
2.10	BPF	20
2.11	HPF	20
2.12	BSF	21
2.13	Jaringan dua port	21
2.14	Ilustrasi Bandwidth	25
2.15	Dasar Struktur DGS	26
2.16	Macam-macam unit sel DGS	27
2.17	Rangkaian Ekvivalen DGS tunggal	27
3.1	Diagram Alir Perancangan	31

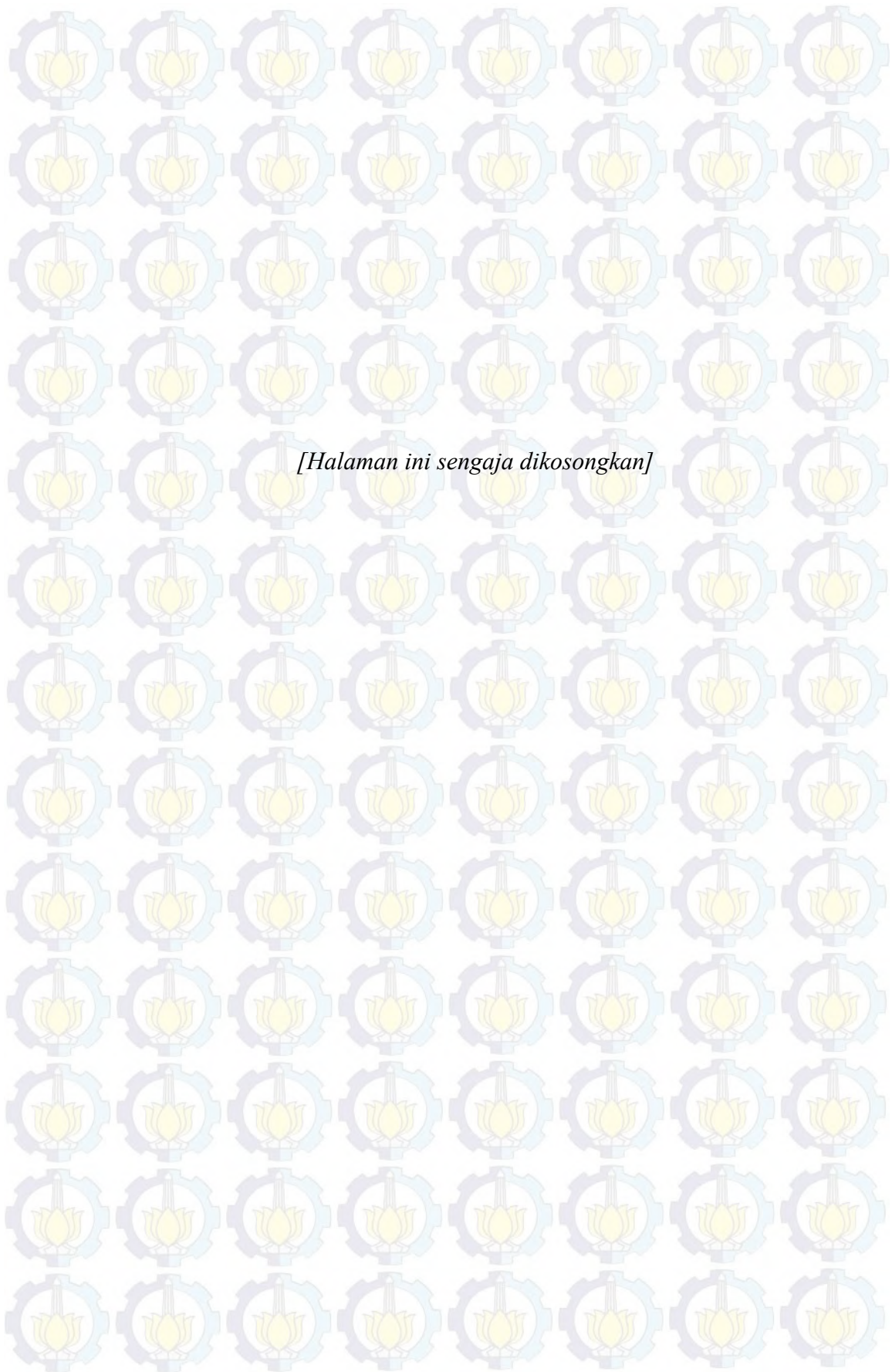
3.2	Perancangan Filter SIW	33
3.3	Parameter array via	34
3.4	Hasil Perancangan Single Cavity resonator	35
3.5	S-Parameter <i>Single Cavity Resonator</i>	36
3.6	Karakteristik frekuensi dual mode Filter SIW	37
3.7	Konfigurasi 3D <i>dual pole BPF</i>	38
3.8	Grafik Frekuensi Vs Lebar resonator	39
3.9	Grafik <i>insertion Loss</i> dengan perubahan panjang resonator	38
3.10	Grafik <i>return Loss</i> dengan perubahan panjang resonator	39
3.11	Desain dual pole SIW BPF	40
3.12	Hasil simulasi BPF SIW dual mode	41
3.13	Koefisien Dielektrik VS ukuran resonator	42
3.14	Diagram alir desain filter QMSIW-DGS	43
3.15	Perancangan BPFQMSIW Filter	
	(a) Topologi kopling	
	(b) Struktur dasar QMSIW dual mode	44
3.16	S-Parameter Basic QMSIW tanpa kopling a1	44
3.17	Perancangan filter QMSIW-DGS	
	(a) Desain Struktur Filter	
	(b) 3D view CST	45
3.18	Karakteristik S11 oleh Perubahan W	46
3.19	Karakteristik S21 oleh Perubahan W	46
3.20	Karakteristik S21 oleh Perubahan L	47
3.21	Karakteristik S11 oleh Perubahan L	47
3.22	Karakteristik Filter Berdasarkan Posisi Slot	48
3.23	Rangkaian Ekuivalen DGS.	
	(a) Pendekatan LC <i>single DGS</i>	
	(b) Pendekatan Butterworth	49

3.24	Karakteristik Slope frekuensi cut-off	50
3.25	Karakteristik S11 Sel Unit DGS	50
3.26	Sel Unit DGS	
	(a) Double cell	
	(b) Triple cell	51
3.27	Karakteristik Filter dengan penambahan sel unit DGS	51
3.28	Pengaruh Parameter B1 terhadap Bandwidth S21	52
3.29	Pengaruh Parameter B1 terhadap Bandwidth S11	52
3.30	Perubahan Q factor terhadap outer coupling A1	53
3.31	Karakteristik Frekuensi Filter Rancangan	53
3.32	Topologi Zigzag.	
	(a) Desain Filter	
	(b) Topologi kopling	54
3.33	Karakteristik S11 dengan topologi zigzag	54
3.34	Rangkaian Ekuivalen QMSIW-DGS	55
3.35	Perancangan Feed line di CST	57
4.1	Ekstraksi Faktor Kualitas dengan lebar kopling A1	60
4.2	Karakteristik Filter dengan $a_2=4.26$ mm	61
4.3	Koefisien Kopling dengan $a_2=4.26$ mm	62
4.4	Selektivitas Filter	63
4.5	Karakteristik Rangkaian Ekuivalen	65
4.6	Perbandingan Filter Dengan Pendekatan L-C seri	66
4.7	Pola E-Field filter SIW	
	(a) Top layer	
	(b) Bottom layer	67
4.8	Pola E-Field Filter QMSIW-DGS	
	(a) Top layer	
	(b) Bottom layer	68
4.9	Pola E-field filter QMSIW top layer	68
4.10	Kurva Pengukuran dan Simulasi	69
4.11	Kurva Return Loss simulasi	71

4.12	Kurva Return loss Pengukuran	72
4.13	Smith chart Impedansi pengukuran	73
4.14	Simulasi Smith Chart Impedansi	74
4.15	Pengukuran Group Delay	75
4.16	Group Delay	
	(a) S11	
	(b) S21	76
4.17	Pengukuran Phase	77
4.18	Simulasi Phase	77
4.19	Hasil Fabrikasi Filter	78

Daftar Tabel

2.1	Koefisien Filter Chebysev dengan Ripple 0.1 dB	17
2.2	Refrensi Perbandingan Filter	28
3.1	Spesifikasi bahan Dielektrik RO4360	32
3.2	Prototipe LPF Butterworth	56
3.3	Dimensi Filter Perancangan	58
4.1	Pebandingan Kinerja Filter	65
4.2	Perbandingan Bandwidth Simulasi dan Pengukuran	70
4.3	Perbandingan Impedansi	75
4.4	Perbandingan Lengkap Kinerja Filter	79



BAB I

PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang

Seiring dengan perkembangan teknologi informasi dan komunikasi yang semakin meningkat maka perhatian tertuju pada penggunaan sistem komunikasi yang cepat dan memiliki bandwidth yang lebar. Sehingga perkembangan teknologi sangat dibutuhkan untuk memenuhi berbagai kebutuhan manusia. Pemanfaatan teknologi *Radio Frequency* (RF) sangat diperlukan dari berbagai bidang, dan statistik perkembangan pemanfaatan gelombang radio akan terus meningkat dari tahun ke tahun. Utamanya adalah untuk kebutuhan perangkat bergerak, industri, infrastruktur telekomunikasi, pertahanan dan penelitian ruang angkasa.

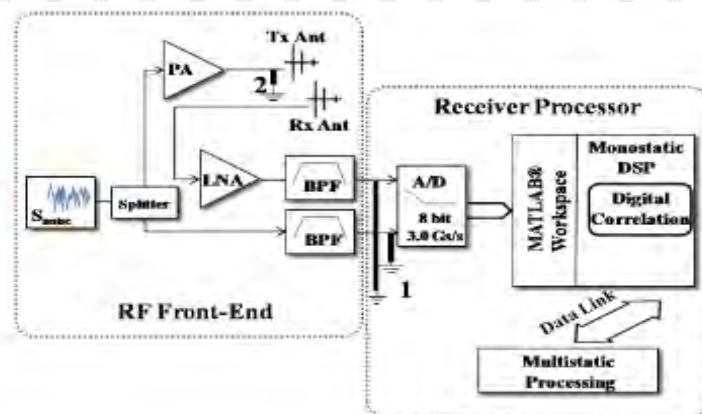
Kebutuhan RF di bidang industri telekomunikasi tidak hanya pada perkembangan di bidang infrastruktur dan perangkat bergerak/*mobile*, tetapi juga diharapkan mampu berkontribusi pada teknologi *Ground Penetrating Radar* (GPR). Salah satunya dengan memanfaatkan teknologi *ultra wide band* (UWB).

UWB mengacu pada sinyal atau sistem yang memiliki *bandwidth* sangat lebar, menurut regulasi *Federal Communications Commission* (FCC) yang meresmikan penggunaan teknologi UWB tanpa perizinan (*unlicensed*) pada rentang frekuensi 3.1 – 10.6 GHz dan diperuntukkan bagi komunikasi komersial [1-3], adapun regulasi dari DARPA [4] yang mengisyaratkan bahwa *fractional Bandwidth* (FBW) UWB harus $>25\%$ atau FCC yang mengisyaratkan *fractional Bandwidth* (FBW) UWB $> 20\%$ untuk kebutuhan sistem radar [5].

Bandwidth yang lebar menawarkan beberapa manfaat seperti keakuratan dalam pengukuran, ketahanan terhadap *fading*, unggul dalam penetrasi menembus objek serta ketahanan terhadap *jamming* dan interferensi. Sistem radar UWB mengirimkan sinyal dengan bandwidth yang lebih lebar dibandingkan dengan sistem radar konvensional. Dalam sistem radar UWB, pemancar membangkitkan rentetan pulsa berdurasi pendek dalam orde *picosecond* sehingga mengakibatkan

bandwidth yang lebar pada spektrum frekuensi. Untuk mendapatkan karakteristik pulsa dengan lebar pita tertentu maka penting untuk dilakukan sebuah penelitian mengenai *Bandpass Filter* (BPF) yang digunakan untuk aplikasi GPR radar. GPR merupakan suatu perangkat yang digunakan untuk mendeteksi objek di bawah permukaan tanah menggunakan gelombang radio. Elemen penyusun GPR adalah pemancar, penerima, detektor, dan alat ukur untuk display elemen pemancar dan penerima. Radar *Ultra Wideband* (UWB) telah digunakan untuk beberapa aplikasi seperti penginderaan jarak jauh dan deteksi objek dengan menembus material seperti dinding (*Through-Wall Detection*) dan tanah (*Ground Penetrating Radar*) [6,7].

Gambar 1.1 menunjukkan prinsip kerja filter untuk rangkaian pemancar dan penerima pada sistem GPR radar UWB. Filter pada sistem penerima terletak setelah antenna (*front-end*), namun pada sistem pemancar terletak sebelum antenna. Hal ini berkaitan erat agar spektrum sinyal yang dipancarkan dan diterima tetap berada pada band yang diinginkan serta tidak menginterferensi spektrum dari sistem yang ada sekitarnya. Pada referensi [8] UWB filter didesain menggunakan *ring resonator* pada rentang frekuensi 3.1-10.6 GHz. Penelitian *Multimode resonator ring* (MMR) yang diaplikasikan pada UWB filter [9] juga diperkenalkan dengan menempatkan beberapa *ring* untuk meng-couple frekuensi pada rentang 3.1-10.6 GHz. Selain dilihat dari segi teknik desain parameter desain filter juga dilihat dari sisi *insertion loss*, *return loss*, *radiation loss*, sensitivitas terhadap interferensi EM dan minimalisasi dimensi filter.



Gambar 1.1 Skema Pemancar & Penerima UWB radar

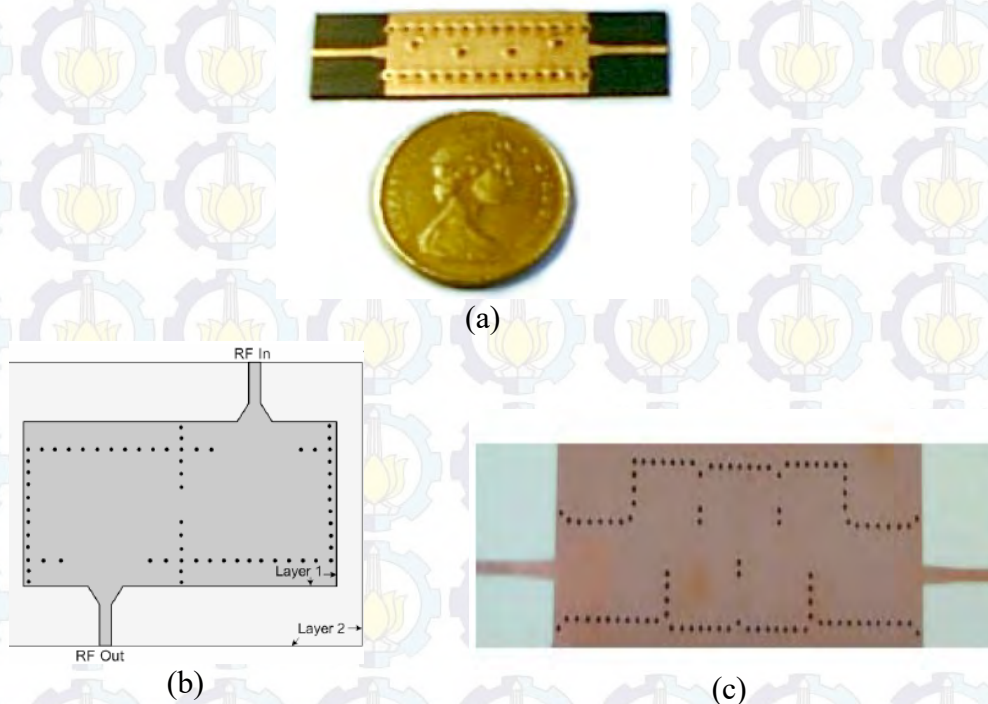
Untuk mendapatkan karakteristik tersebut diperkenalkan sebuah teknik *substrate integrated waveguide* (SIW). SIW adalah salah satu pengembangan dari teknik *substrate integrated circuits* (SICs) yang pertama kali diperkenalkan oleh Deslandes dan K. Wu pada tahun 2003 [10] dimana desain ini mengabungkan circuit non-planar (*waveguide*) ke bentuk planar (*microstrip*) untuk keperluan filter BPF dengan struktur *single cavity*, dengan menambahkan via berbahan metal di kedua sisi *microstrip* [11] yang digambarkan pada Gambar 1.2(a). Sehingga karakteristik dari *waveguide non-planar* diharapkan juga terjadi pada struktur SIW seperti : *low insertion loss*, *low radiation loss*, interferensi EM yang kecil, dan murah dalam fabrikasi.

Tantangan yang dihadapi dalam mendesain filter UWB adalah *bandwidth* UWB yang lebar sehingga nilai dari Q-factor filter SIW juga semakin mengecil dibandingkan dengan *narrow band* filter. Penelitian [12] yang telah dilakukan adalah merancang SIW-BPF filter untuk mendukung kinerja UWB dengan menggunakan topologi *zig-zag* seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.2(c), pada penelitian tersebut kaidah yang digunakan adalah membentuk beberapa *cavity resonator* yang di-kopling secara *zig-zag* untuk membuat karakteristik BPF filter. Kelemahan dari desain tersebut adalah dimensi filter yang didapat menjadi sangat panjang. Adapun desain filter yang dikemukakan pada penelitian [13] yang menggunakan pendekatan dari filter *chebyshev dual mode* menggunakan dua resonator pada filter, kelebihan dari filter ini adalah sederhana dalam desain. Namun secara teori ukuran resonator akan mengikuti frekuensi kerja filter. Jika frekuensi radar yang diharapkan adalah 2-2,5 GHz maka dengan dua resonator filter tersebut menjadi sangat lebar.

Permasalahan yang kedua adalah karakteristik *out of band rejection* pada filter orde-2 yang tidak lebih dari -15 dB, membuat slope frekuensi atas sangat jauh dari kondisi ideal.

Dari permasalahan yang ada dipecahkan dengan merancang sebuah filter dengan referensi dari penelitian [13] dan kemudian akan diminiaturisasi menggunakan *Quadrature Miniaturization Substrate Integrated Waveguide*

(QMSIW). Untuk permasalahan pertimbangan bandwidth dapat diperoleh menggunakan penambahan kopling pada filter SIW. Untuk Masalah *second harmonic suppression* diatasi dengan menambahkan struktur unit sel DGS.



Gambar 1.2 Macam-macam topologi SIW. (a) Cavity resonator tunggal, (b) Dual cavity resonator, (c) Zigzag topology.

Salah satu desain geometri yang diperkenalkan [16] adalah menggunakan *Defected Ground Structure* (DGS) yang bertujuan untuk menurunkan nilai *second Harmonic suppression*. Pada referensi [17] telah mengkonfigurasi UWB bandpass filter mikrostrip dengan struktur DGS, struktur yang digunakan *Complementary Split Ring Resonator* (CSRR).

Sehingga pada penelitian ini dilakukan simulasi, optimasi, fabrikasi dan pengukuran. Perancangan dan optimasi BPF filter menggunakan desain struktur SIW dan DGS yang lebih *compact* untuk menunjang kinerja *front end* GPR radar. Struktur SIW yang digunakan adalah *dual mode* filter dengan dua kopling rectangular yang dirancang dengan pendekatan Q factor dari karakteristik filter orde-2 Chebyshev. Simulasi dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak / *CAD tool*.

1.2. Perumusan Masalah

Ditarik dari latar belakang penelitian, fokus permasalahan yang menjadi topik pembahasan penelitian ini adalah :

1. Bagaimana merancang bandpass filter berbasis SIW pada rentang frekuensi UWB spesifik untuk aplikasi GPR.
2. Struktur geometri DGS apa yang tepat agar respon *second harmonic suppression* filter SIW *dual resonator* dapat turun.
3. Bagaimana respon *fractional bandwidth (FBW)* dengan penambahan struktur DGS.
4. Metode-metode apa yang tepat untuk meminimalkan ukuran filter berbasis SIW-DGS pada rentang frekuensi UWB GPR.

1.3. Batasan Masalah

Pada pembahasan mengenai perancangan bandpass filter berbasis SIW-DGS, perlu dilakukan pembatasan permasalahan dalam beberapa hal:

1. Bandpass filter berbasis DGS-SIW pada rentang frekuensi 2-2,5 GHz
2. Substrat yang diuji dalam penelitian ini Rodger RO4360 dan atau FR4
3. Parameter yang dianalisa adalah Fraksional Bandwidth, VSWR, return loss, insertion loss, bandwidth, dan respon fase (group delay).

1.4. Tujuan Penelitian

Target akhir dalam penelitian ini adalah mendapatkan prototipe hasil rancangan BPF filter berbasis QMSIW dan DGS untuk keperluan pengukuran dan integrasi front-end pada Radar UWB.

1.5. Manfaat Penelitian

Penelitian ini diharapkan dapat menjadi referensi studi literatur tentang metode penambahan bandwidth pada struktur planar komponen pasif BPF filter melalui teknologi SIW pada pita frekuensi 2-2.5 GHz, serta berkontribusi dalam mendukung kemandirian teknologi struktur planar gelombang mikro pada sektor manufaktur

1.6. Sistematika Penulisan

Tata urutan pembahasan usulan thesis ini akan dibagi menjadi empat bab dengan sistematika sebagai berikut,

BAB I : Pendahuluan

Uraian mengenai latar belakang penelitian, permasalahan dan batasan penelitian, metodologi, sistematika laporan, serta tujuan penelitian dituliskan pada bagian ini.

BAB 2 : Kajian Pustaka

Garis besar konsep UWB, radar UWB GPR, dasar teori BPF filter, teori waveguide, dasar teori SIW, *state-of-the-art* teknologi planar UWB filter SIW beserta ringkasan singkat dari kumpulan referensi-referensi terkait tentang metode-metode terbaru berbasis SIW dikaji lebih dalam pada Bab ini.

BAB 3 : Metode Penelitian SIW *bandpass filter*

Gambaran mengenai tahapan-tahapan yang dilakukan dalam proses perancangan meliputi simulasi, optimasi, hingga proses fabrikasi hasil rancangan, pengukuran sampai dengan analisa untuk penarikan kesimpulan diuraikan pada bagian ini.

BAB 4 : Analisa Simulasi dan Pengukuran Filter

Bab 4 berisi tentang perbandingan analisa dari filter hasil perancangan dan juga hasil fabrikasi. Pembahasan meliputi parameter kinerja S-parameter, BW, FBW, dan *Q factor*.

BAB 5 : Penutup

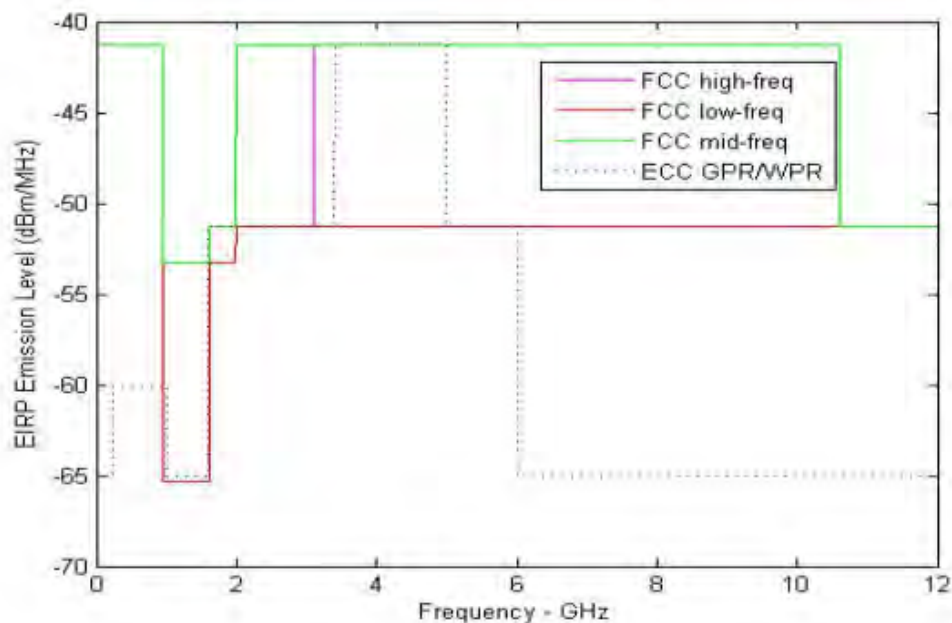
Bab ini berisi kesimpulan dan saran yang digunakan untuk menunjang penelitian selanjutnya

BAB 2

KAJIAN PUSTAKA

2.1 Ultra Wideband (UWB)

Pada tanggal 14 Februari 2002, *U.S. Federal Communications Commission* (FCC) meresmikan penggunaan teknologi UWB tanpa lisensi (*unlicensed*) pada rentang frekuensi 3,1 GHz sampai 10,6 GHz [1,2]. Teknologi *Ultra Wideband* (UWB) adalah teknologi komunikasi *radio frequency* (RF) yang diperkenalkan oleh Robert A. Scholtz yang dapat digunakan dengan energi yang rendah. UWB berkerja pada frekuensi 3,1 GHz sampai 10,6 GHz yang berarti bahwa teknologi UWB ini memiliki lebar *bandwidth* yang sangat besar, yaitu sebesar 7,5 GHz. Karakteristik ini menjadikan teknologi UWB dapat mendukung transmisi dengan data *rate* yang tinggi, yaitu sampai 500 Mbps. UWB juga merupakan teknologi dengan penggunaan energi yang rendah, yaitu kurang dari 1 mW serta dapat meminimalkan interferensi dengan sistem komunikasi radio yang lainnya. Penggunaan untuk sistem radar yang dialokasikan oleh FCC dan ECC [1] bisa dilihat pada Gambar 2.1.



Gambar 2.1 Batasan Spektrum Daya untuk Ground Penetrating Radar (GPR) [1].

Dari gambar tersebut dapat dilihat bahwa rentang frekuensi untuk komunikasi dan sistem radar dapat dibedakan, untuk komunikasi rentang yang diperbolehkan adalah 3,1-10,6 GHz, sedangkan pada GPR radar dibagi dalam dua kategori, yaitu *low frequency* pada rentang pita di bawah 960 MHz, dan kategori kedua adalah *mid-frequency* pada rentang 1,99 – 10,6 GHz.

Banyak regulasi mengenai pemanfaatan spektrum UWB, sebuah radar UWB adalah teknologi radar yang secara simultan menggunakan band frekuensi dari orde ratusan MHz hingga GHz. lebih spesifik lagi FCC juga memberikan batasan dilihat dari nilai *fractional Bandwidth (FBW)* adalah 20% atau $FBW > 25\%$ seperti yang didefinisikan oleh US Defense Advanced Research Project Agency (DARPA). Perhitungan *fractional badnwidth* secara teoritis dapat diitung menggunakan persamaan [4,5],

$$FBW = \frac{2(f_h - f_l)}{(f_h + f_l)} \quad (2.1)$$

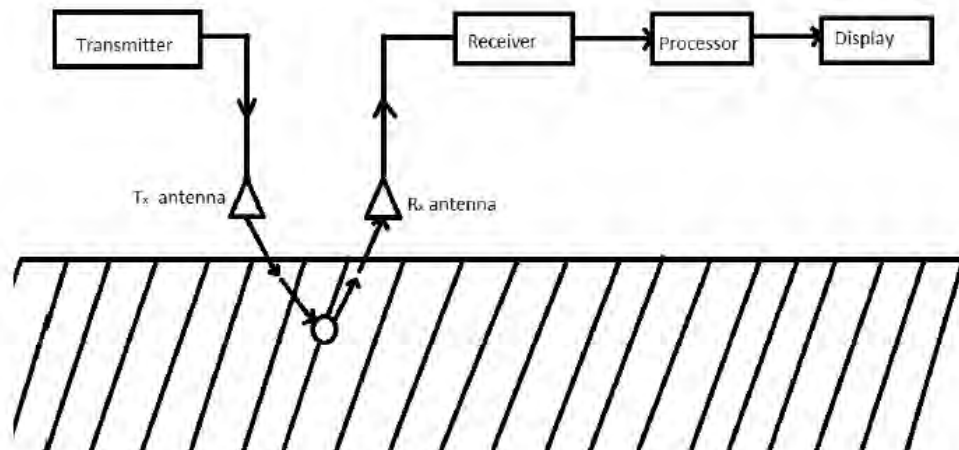
Keterangan :

f_h = Frekuensi cut-off atas

f_l = Frekuensi cut-off bawah

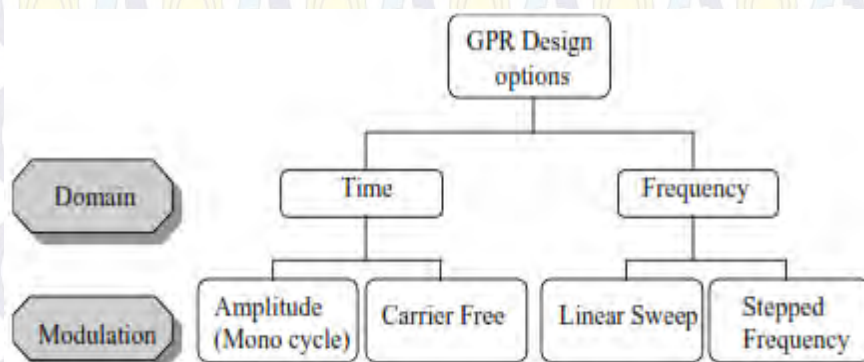
2.2 Ground Penetrating Radar

Saat ini *ground penetrating radar* (GPR) merupakan salah satu teknologi yang sangat menjanjikan untuk melakukan pendeteksian dan pengidentifikasian objek logam maupun non-logam yang terpendam. Prinsip kerja dari operasional GPR radar adalah dengan mengirimkan gelombang Elektromagnetik (EM) berupa impulse ke dalam sub-permukaan tanah. Gelombang yang ditransmisikan tersebut jika mengenai sebuah objek dengan karakteristik $(\epsilon_r), (\mu_r)$ dan (σ) tertentu akan terpantul kembali sebagai gelombang pantul/gema. Karakteristik dari gelombang pantul ini yang kemudian digunakan untuk melakukan pendeteksian objek, seperti yang ada pada Gambar 2.2 mengenai blok diagram GPR.



Gambar 2.2 Diagram Blok Ground Penetrating Radar [4]

.Beberapa jenis sistem GPR yang berkembang saat ini dapat diklasifikasikan berdasarkan domain dan tipe modulasinya seperti yang ditampilkan pada Gambar 2.3 [18].



Gambar 2.3 Klasifikasi sitem GPR [18].

Sistem GPR konvensional umumnya memiliki bandwidth dibawah 1 GHz. Frekuensi rendah (< 1 GHz) memang bagus dalam hal penetrasi ke dalam tanah, tetapi di sisi lain resolusi yang di dapat akan sangat buruk. Bandwidth yang lebar dapat meningkatkan resolusi sistem radar. Disamping itu, semakin lebar bandwidth, semakin banyak informasi yang bisa di dapat dari sistem. Informasi tersebut akan sangat berbuna untuk klasifikasi target. Kebutuhan akan bandwidth yang lebar telah menghasilkan pengembangan dua kategori *time domain* GPR. Pada kategori *amplitude modulation*, pulsa dari gelombang monocycle akan dimodulasi dengan gelombang persegi (*square*) dimana pada kategori ini frekuensi tengah dan bandwidth pulsa yang dipancarkan dapat mencapai 1 GHz

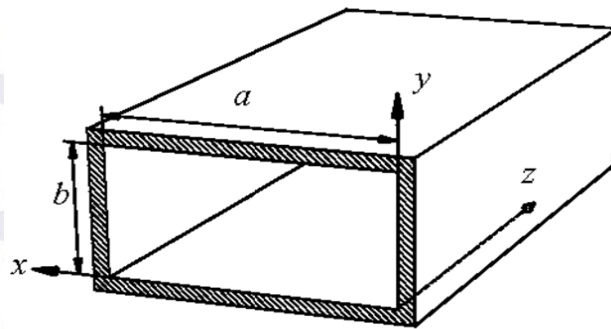
dengan durasi 1 ns. Berbeda dengan kategori pertama, sistem *carrier-free* GPR membangkitkan pulsa tanpa sinyal pembawa (*carrier*). Lebar pulsa yang dihasilkan berada pada orde 100 ps dan pulsa umumnya berbentuk gaussian. Konsep time domain inilah yang sering disebut dengan UWB GPR karena bandwidth yang dihasilkannya sangat lebar [18].

2.3 Waveguide

Pemandu gelombang (*hollow pipe waveguide*) adalah saluran transmisi yang dimasa lalu memainkan peranan penting dalam transmisi gelombang berfrekuensi tinggi. Hal ini mengarah pada pembahasan teori transmisi persamaan Maxwell dan persamaan Helmholtz. Pada pemandu gelombang segi empat ada dua mode utama, yaitu mode H_{mn} , yang merupakan gelombang TE (gelombang H) dan mode E_{mn} , yang merupakan gelombang TM (gelombang E) [19].

2.3.1 Mode Propagasi TE

Analisa gelombang pada mode-mode propagasi elektromagnet dapat dianalisa menggunakan persamaan Helmholtz untuk H_z [19,20]



Gambar 2.4 Geometri pemandu gelombang segi empat [20]

Sehingga solusi dari komponen axial medan magnet adalah:

$$H_z(x,y) = H_0 \cos(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.2)$$

$$H_x = \frac{j\beta k_x}{k_c^2} H_0 \sin(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.3)$$

$$H_y = \frac{j\beta k_y}{k_c^2} H_0 \cos(k_x \cdot x) \sin(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.4)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu k_y}{k_c^2} H_0 \cos(k_x \cdot x) \sin(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.5)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu k_x}{k_c^2} H_0 \sin(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.6)$$

Dengan $k_x = \frac{m\pi}{a}$, $k_y = \frac{n\pi}{b}$, dan $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$ dan untuk perambatan gelombang berlaku,

$$\beta^2 \omega^2 \mu \epsilon - k_c^2 > 0$$

Sehingga akan terdapat frekuensi minimal untuk mode m dan n, atau frekuensi cut-off adalah

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{\mu \epsilon} \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \right]} \quad (2.7)$$

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2} \quad (2.8)$$

Jika frekuensi sinyal lebih kecil dari f_c maka sinyal tidak akan merambat. Jadi dari hasil diatas :

1. Pada waveguide segi empat/square akan terbentuk mode-mode yang ditandai dengan index m dan n, yang menyatakan jumlah fungsi sinus setengah gelombang pada arah x dan arah y.
2. Setiap mode akan berbeda bentuk medan listrik dan magnetnya, juga memiliki frekuensi cutoff yang berbeda
3. Jika frekuensi sinyal lebih tinggi dari frekuensi cut off ada kemungkinan sinyal merambat dengan beberapa mode.

2.3.2 Mode Propagasi TM

Pada mode perambatan gelombang *transverse magnetic* terjadi apabila memenuhi syarat berikut [19,20],

$$k_x = \frac{m\pi}{a} ; k_y = \frac{n\pi}{b} ; \text{ dan } k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$$

Pada gelombang E, mode paling sederhana bukanlah E₁₀ atau E₀₁, karena pada kedua mode ini komponen z dari medan listrik menjadi nol, sehingga tidak akan terjadi gelombang di dalam waveguide. Dan solusi dari persamaan gelombang axial-nya adalah,

$$E_z(x,y) = E_0 \sin(k_x \cdot x) \sin(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.9)$$

$$E_x = \frac{j\beta k_x}{k_c^2} E_0 \cos(k_x \cdot x) \sin(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.10)$$

$$E_y = \frac{j\beta k_y}{k_c^2} E_0 \sin(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.11)$$

$$H_x = \frac{j\omega \epsilon k_y}{k_c^2} E_0 \sin(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.12)$$

$$H_y = -\frac{j\omega \epsilon k_x}{k_c^2} E_0 \cos(k_x \cdot x) \sin(k_y \cdot y) \cdot e^{-j\beta z} \quad (2.13)$$

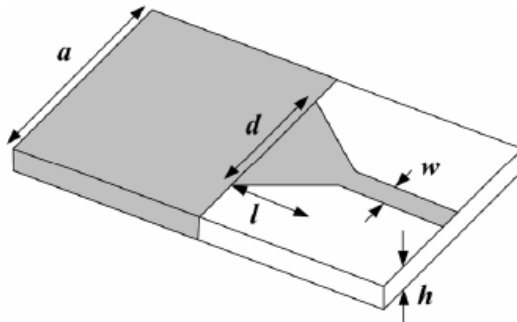
2.4 Substrate Integrated Waveguide (SIW)

Teknik *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) memungkinkan rangkaian yang lebih kompleks, transisi, dan waveguide persegi panjang dibuat dalam bentuk planar. Seperti yang telah dilakukan penelitian [11-13] untuk membuktikan karakteristik SIW dapat meningkatkan Q-factor. Selain itu SIW juga dapat diintegrasikan dengan teknik-teknik mikrostrip yang lain untuk mendapatkan fungsi sistem tertentu.

2.4.1 Teori Transisi

Dari Gambar 2.5 menjelaskan bahwa untuk dapat menghubungkan saluran mikrostrip ke sebuah struktur SIW diperlukan struktur transisi [21], hal ini untuk mentransformasikan TEM mode dari mikrostrip ke dalam mode transmisi SIW, misal TE₁₀. Saluran mikrostrip harus disesuaikan dengan lebar d untuk memandu

medan listrik dari dua struktur yang berbeda Namun beorientasi pada arah dan profil yang sama. Struktur geometri pada transisi yang ditunjukkan pada Gambar 2.5 mengacu pada mode propagasi TE_{10} , yang terkait dengan lebar a dan konstanta dielektrik (tebal substrat h). Untuk mendapatkan transisi yang sesuai maka panjang l dan lebar d harus dimodelkan menurut frekuensi bandwidth yang akan dilewatkan.



Gambar 2.5 Konfigurasi Transisi *microstrip to rectangular waveguide*[21]

2.4.2 Saluran Transmisi Mikrostrip

Mikrostrip merupakan salah satu cara yang digunakan dalam pembuatan suatu perangkat elektronika telekomunikasi, terutama untuk perangkat yang bekerja pada frekuensi tinggi. Salah satu keunggulan dari metode saluran mikrostrip adalah mudah diintegrasikan dengan komponen aktif dan pasif *microwave* lainnya. Saluran mikrostrip merupakan saluran transmisi yang terdiri dari strip planar konduktor dan *groundplane* yang dipisahkan oleh suatu bahan dielektrik yang memiliki konstanta propagasi tertentu. Besarnya kecepatan fasa dan konstanta propagasi ditentukan dengan rumus sebagai berikut [23] :

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (2.14)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{r,eff}} \quad (2.15)$$

Keterangan :

$\epsilon_{r,eff}$ = konstanta dielektrik efektif dari saluran mikrostrip

V_p = kecepatan fasa (m/s)

C = kecepatan cahaya [3×10^8 m/s]

β = konstanta propagasi

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} \text{ (m}^{-1}\text{)}$$

Besarnya konstanta dielektrik efektif adalah $1 < \epsilon_{r,eff} < \epsilon_r$. Adapun nilai konstanta dielektrik efektif dapat ditentukan dengan menggunakan rumus sebagai berikut [22] :

a. Untuk $\frac{W}{h} \leq 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} + 0,04 \left(1 + \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (2.16)$$

b. Untuk $\frac{W}{h} \geq 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} \quad (2.17)$$

Keterangan :

$\epsilon_{r,eff}$ = konstanta dielektrik efektif saluran mikrostrip

ϵ_r = konstanta dielektrik saluran mikrostrip

W = lebar saluran mikrostrip (mm)

H = tebal substrat dari saluran mikrostrip (mm)

Dimana ϵ_r adalah konstanta dielektrik saluran mikrostrip. Selain konstanta dielektrik efektif, terdapat parameter lain yang penting dalam merancang filter. Parameter tersebut adalah *guided wavelength* (λ_g), yang dapat didefinisikan melalui rumus berikut [24] :

$$\lambda_g = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\epsilon_{eff}} \quad (2.18)$$

Keterangan :

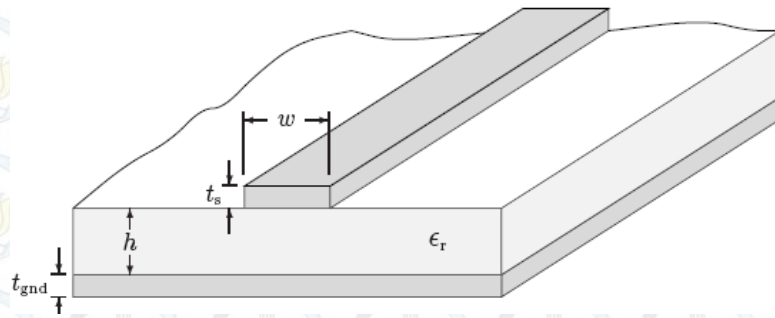
λ_g = *guided wavelength* / panjang gelombang pada saluran (m)

ϵ_{eff} = konstanta dielektrik efektif dari saluran mikrostrip

C = kecepatan cahaya [3×10^8 m/s]

f_c = frekuensi tengah (Hz)

λ_0 = Panjang gelombang di ruang bebas (m)



Gambar 2.6 Bentuk saluran mikrostrip [23].

Gambar 2.6 merupakan bentuk saluran mikrostrip dengan w adalah lebar strip, h adalah tebal substrat, t_s adalah tinggi strip, dan tinggi groundplane adalah t_{gnd} . [23].

2.4.3 Impedansi Karakteristik Saluran

Impedansi karakteristik saluran mikrostrip adalah fungsi dari lebar strip, tebal saluran, jarak antara saluran dengan *groundplane* dan kehomogenan bahan dielektrik. Besarnya impedansi karakteristik dapat ditentukan dengan rumus sebagai berikut [25] :

a. Untuk $\frac{w}{h} \leq 1$

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right] \Omega \quad (2.19)$$

b. Untuk $\frac{w}{h} \geq 1$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}} \left[\frac{w}{h} + 1,4 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right]} \Omega \quad (2.20)$$

Sedangkan perbandingan antara lebar strip w dan tebal strip h dapat diformulasikan sebagai berikut [23] :

a. Untuk $\frac{w}{h} < 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.20)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.21)$$

b. Untuk $\frac{w}{h} \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \quad (2.22)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.23)$$

Keterangan :

ε_r = konstanta dielektrik dari saluran mikrostrip

W = lebar saluran mikrostrip (mm)

H = tebal substrat pada mikrostrip (mm)

Z_0 = impedansi saluran (Ω)

2.4.4 Filter Chebyshev

Dalam perancangan filter BPF menggunakan SIW desain geometri filter dapat dirancang menggunakan pendekatan dari prototipe LPF chebyshev. Q-factor eksternal secara teori dapat dihitung menggunakan persamaan (2.32-2.34). konstanta filter akan disesuaikan dengan ripple 0.1 dB, seperti tabel berikut:

Tabel 2.1 Koefisien Filter Chebysev dengan Ripple 0.1 dB [25]

N	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8	g9	g10
1	0.3052	1								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.17	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1

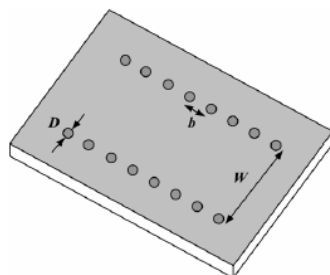
2.4.5 Teknik Sintesis Pada SIW

SIW memiliki karakteristik yang hampir sama dengan waveguide rectangular, untuk membentuk karakter dinding metal pada mikrostrip maka dibentuk sebuah cavity resonator menggunakan deretan *via hole* dari metal secara periodik. Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.7.

Untuk dapat mengurangi rugi-rugi kebocoran maka parameter diameter via (D), jarak antar via (b), dan lebar SIW(w) dibuat menurut aturan yang ada. Rugi-rugi radiasi telah di formulasikan [11,13] sebagai berikut,

$$D < \lambda_g/5 \quad (2.24)$$

$$b \leq 2D \quad (2.25)$$



Gambar 2.7 SIW dengan Teknik Sintesis *via hole* metal [13]

λ_g adalah panjang gelombang terbimbing. Karena karakteristik SIW sama dengan rectangular waveguide sehingga hal ini dapat dianalisa menggunakan parameter waveguide rectangular yaitu lebar efektif W_{eff} SIW.

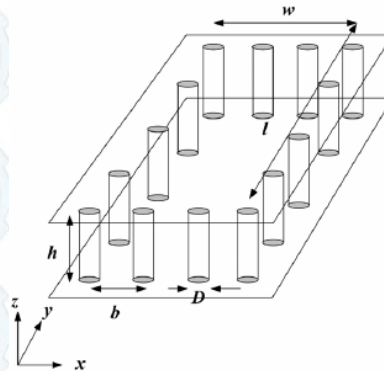
$$W_{eff} = W - \frac{D^2}{0.95 \times b} \quad (2.26)$$

Persamaan diatas dapat juga dituliskan menjadi persamaan yang lebih akurat, ketika b/D kurang dari tiga dan D/W lebih kecil dari $1/5$. Dengan variabel W_{eff} , D , b dalam satuan milimeter (mm) Persamaan secara numerik –nya adalah,

$$W_{eff} = W - 1.08 \times \frac{D^2}{b} + 0.1 \times \frac{D^2}{W} \quad (2.27)$$

2.4.6 Cavity Resonator Rectangular

Cavity resonator dibentuk dari sebuah substrat dengan dinding pada arah horizontal dan deretan via pada sisi-nya. Seperti ditunjukkan Gambar 2.8.



Gambar 2.8 Cavity resonator dengan deretan via [11]

Untuk dapat mengenali mode dari cavity resonator TE_{mnp} mengacu pada gambar diatas maka dapat dioptimasi menggunakan persamaan berikut,

$$f_{res} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (2.28)$$

f_{res} adalah frekuensi resonansi, c adalah cepat rambat cahaya, ϵ_r adalah konstanta dielektrik, l adalah panjang cavity, w adalah lebar cavity, dan h adalah tinggi cavity.

Untuk memenuhi tuntutan minimalisasi filter SIW dengan metode QMSIW maka persamaan yang harus dipenuhi adalah,

$$f_{res,QMSIW} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{2W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{2l}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2h}\right)^2} \quad (2.29)$$

Dan dimensi filter QMSIW menjadi,

$$W_{eff,QMSIW} = \frac{W_{eff}}{2} + h \left(0.05 + \frac{0.3}{\epsilon_r} \right) \times \ln \left((0.2) \frac{W_{eff}^2}{h^3} + \frac{52W_{eff} - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77 \right) \quad (2.30)$$

Pada aproksimasi desain SIW filter dengan dual cavity maka dimensi dari *inner coupling* dan *outer coupling* ditentukan menggunakan koefisien kopling (M_{12}) dan eksternal Q-Factor (Q_{e1} , Q_{e2}).

$$M_{12} = \frac{FBW}{\sqrt{g1 \cdot g2}} \quad (2.31)$$

$$Q_{e1} = \frac{g0 \cdot g1}{FBW} \quad (2.32)$$

$$Q_{e2} = \frac{g2 \cdot g3}{FBW} \quad (2.33)$$

Dimana $g1, g2$, dan $g3$ adalah prototipe parameter lowpass filter chebyshev.

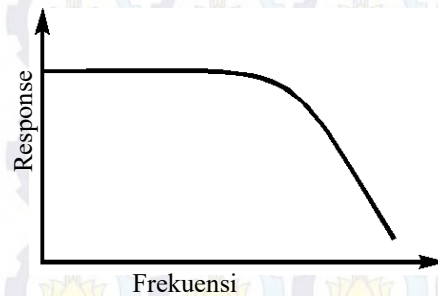
2.5 Filter dan Parameter Kinerja-nya

Filter merupakan sebuah rangkaian yang dapat meloloskan sinyal pada frekuensi yang diinginkan serta dapat meredam sinyal pada frekuensi yang tidak diinginkan. Frekuensi yang diloloskan ini biasa disebut dengan *passband* sedangkan frekuensi yang diredam disebut *stopband*. Frekuensi yang membatasi antara daerah *passband* dan *stopband* adalah frekuensi *cut-off* (f_c).

Berdasarkan frekuensi sinyal yang diloloskan, filter dapat dibagi menjadi beberapa jenis. Adapun filter tersebut antara lain :

- 1) *Low Pass Filter* (LPF)

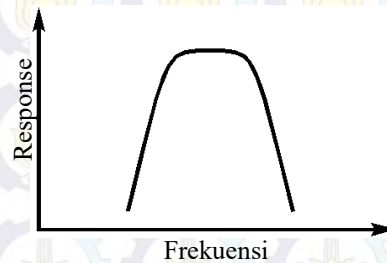
Low Pass Filter (LPF) adalah sebuah filter yang dapat meloloskan sinyal berfrekuensi rendah serta meredam sinyal dengan frekuensi tinggi. Adapun grafik LPF ditunjukkan seperti gambar berikut :



Gambar 2.9 *Low Pass Filter* (LPF)[26].

2) *Band Pass Filter* (BPF)

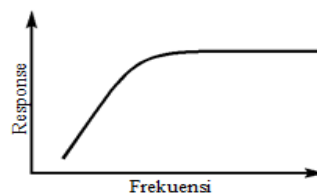
Band Pass Filter (BPF) adalah sebuah filter yang dapat meloloskan sinyal pada rentang frekuensi tertentu, yaitu frekuensi *passband*. Serta dapat meredam sinyal dengan frekuensi yang lebih rendah dan frekuensi yang lebih tinggi, sehingga dapat dikatakan bahwa pada BPF mempunyai dua buah *stopband*.



Gambar 2.10 *Band Pass Filter* (BPF)[26].

3) *High Pass Filter* (HPF)

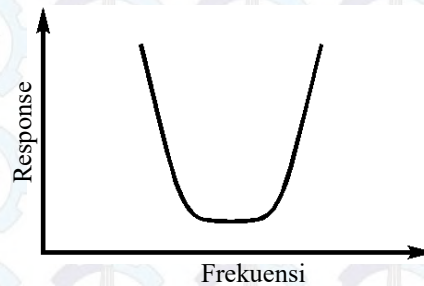
High Pass Filter (HPF) adalah sebuah filter yang dapat meloloskan sinyal yang mempunyai frekuensi tinggi serta meredam sinyal yang berfrekuensi rendah.



Gambar 2.11 *High Pass Filter* (HPF)[26].

4) *Band Stop Filter (BSF)*

Band Stop Filter (BSF) adalah sebuah filter yang dapat meredam frekuensi tertentu yaitu pada frekuensi *stopband* serta dapat meloloskan sinyal dengan frekuensi yang lebih rendah maupun frekuensi yang lebih tinggi.

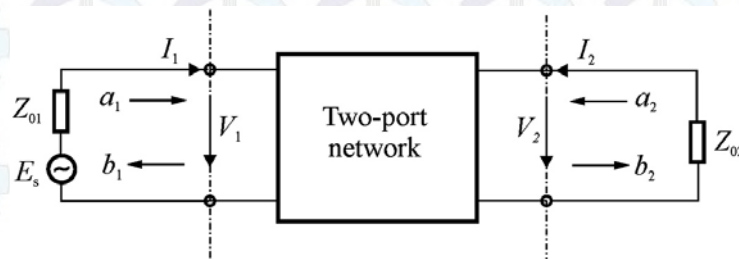


Gambar 2.12 *Band Stop Filter (BSF)*[26].

Parameter yang cukup penting dalam analisis unjuk kerja sebuah filter adalah *insertion loss*, *return loss* dan *group delay*. Parameter – parameter tersebut erat kaitannya dengan daya dan *scattering* parameter yang ada pada filter. Pada dasarnya terdapat tiga daya yang terdapat pada sisi masukan filter, yaitu P_{in} adalah daya input yang berasal dari generator, P_R adalah daya yang dipantulkan kembali menuju generator dan P_A yakni daya yang diserap oleh filter. Selain itu, terdapat pula daya yang masuk ke beban R_L yang disebut dengan daya pada beban (P_L)[24].

2.5.1 Parameter- S

Sebagian besar komponen RF maupun *microwave* dapat direpresentasikan oleh jaringan dua *port*. Pada Gambar 2.13 di bawah ini merupakan jaringan dua *port* dengan V_1 , V_2 , I_1 , I_2 , Z_{01} , Z_{02} dan E_s [25].



Gambar 2.13 Jaringan dua *port*. [25]

Keterangan :

V_1 = tegangan pada *port* 1 (V)

V_2 = tegangan pada *port* 2 (V)

I_1 = arus pada *port* 1 (A)

I_2 = arus pada *port* 2 (A)

Z_{01} = impedansi pada *port* 1 (Ω)

Z_{02} = impedansi pada *port* 2 (Ω)

E_s = sumber tegangan (V)

Pada Gambar 2.13 juga terdapat variabel a_1 , b_1 dan a_2 , b_2 . Keempat variabel tersebut merupakan variabel tegangan maju dan tegangan balik pada masing – masing *port*.

a_1 dan b_1 adalah tegangan maju dan balik pada *port* satu sedangkan a_2 , dan b_2 adalah tegangan maju dan balik pada *port* dua. Sehingga parameter- S dari jaringan dua *port* dapat didefinisikan sebagai berikut [25] :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.34a)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.34b)$$

Keterangan :

a_1 = tegangan maju pada *port* 1 (V)

a_2 = tegangan maju pada *port* 2 (V)

b_1 = tegangan balik pada *port* 1 (V)

b_2 = tegangan balik pada *port* 2 (V)

$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ = parameter- S

Berdasarkan rumus 2.34a dan 2.34b, maka nilai parameter- S dapat diperoleh melalui persamaan sebagai berikut [23] :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \Gamma_1 = \text{koefisien pantul pada port 1 saat } a_2=0$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = T_{21} = \text{koefisien transmisi dari port 1 ke port 2 saat } a_2=0$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \Gamma_2 = \text{koefisien pantul pada port 2 saat } a_1=0$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = T_{12} = \text{koefisien transmisi dari port 2 ke port 1 saat } a_2=0$$

2.5.2 Insertion Loss

Insertion loss (IL) merupakan perbandingan antara daya yang masuk ke beban (P_L) dengan daya yang dikirimkan (P_{in}). Besarnya nilai *insertion loss* dapat diperoleh melalui [23-25] :

Pada perancangan filter ini, nilai *insertion loss* maksimum yang diizinkan pada *passband* adalah 3 dB. Hal ini berarti, hanya 50 % daya yang masuk ke beban apabila dibandingkan dengan daya yang dikirimkan.

$$\begin{aligned} IL(dB) &= -10 \log \frac{P_L}{P_{in}} \\ &= -10 \log \left(\frac{b_2^2 / r_2}{a_1^2 / r_1} \right) \\ &= -10 \log \left(\frac{b_2^2}{a_1^2} \right) \\ &= 2 \cdot \left(-10 \log \frac{b_2}{a_1} \right) \\ &= -20 \log |T| \\ &= -20 \log |S_{21}| \end{aligned} \quad (2.35)$$

Keterangan :

P_L = daya yang masuk ke beban / daya yang

masuk ke *port* 2 (Watt)

P_{in} = daya yang dikirimkan / daya *input* pada
port 1 (Watt)

r_2 = r_1

2.5.3 Return loss

Return loss adalah perbandingan antara daya yang dipantulkan (daya dipantulkan kembali menuju generator, P_R) dengan daya yang dikirimkan (P_{in}).

Besarnya *return loss* dapat diperoleh melalui rumus sebagai berikut [23-25] :

$$\begin{aligned}
 RL(dB) &= -10 \log \frac{P_R}{P_{in}} \\
 &= -10 \log \frac{\left(\frac{b_1^2}{r_1} \right)}{\left(\frac{a_1^2}{r_1} \right)} \\
 &= -10 \log \frac{b_1^2}{a_1^2} \\
 &= 2 \cdot \left(-10 \log \frac{b_1}{a_1} \right) \\
 &= -20 \log |\Gamma| \\
 &= -20 \log |S_{11}|
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

Keterangan :

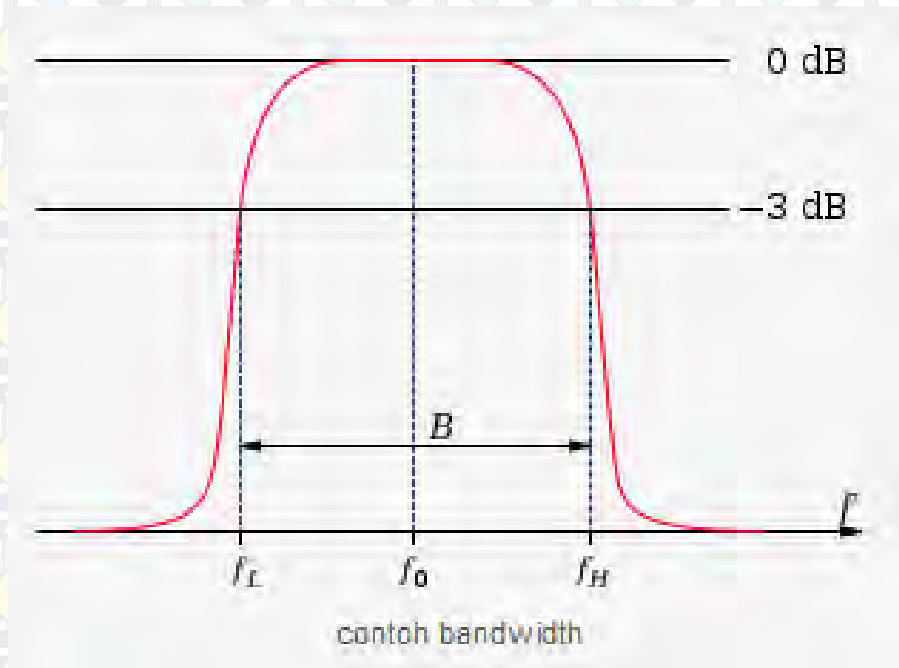
P_R = daya yang dipantulkan / dipantulkan kembali menuju generator
atau daya yang dipantulkan kembali ke *port* 1 (Watt)

P_{in} = daya yang dikirimkan / daya *input* pada *port* 1 (Watt)

Pada perancangan filter ini, nilai *return loss* maksimum yang diizinkan pada daerah *passband* adalah 10 dB. Hal ini berarti bahwa daya maksimum yang dipantulkan kembali menuju generator adalah 10 % dari daya yang dikirimkan.

2.5.4 Fractional Bandwidth

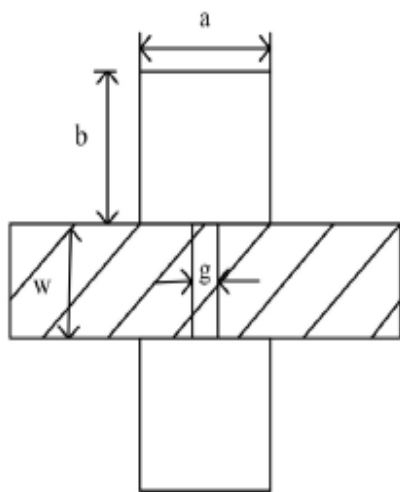
Bandwidth merupakan selisih antara frekuensi *cut-off* atas dengan frekuensi *cut-off* bawah. Sedangkan pengertian dari frekuensi *cut-off* adalah nilai frekuensi saat daya turun menjadi setengah dari daya masukan atau turun 3 dB. [27]



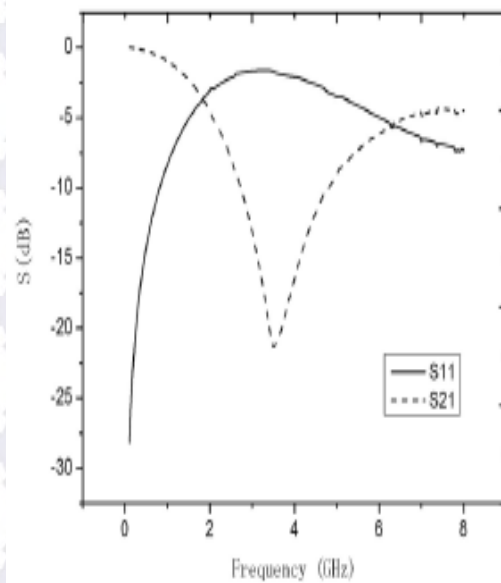
Gambar 2.14 Ilustrasi *Bandwidth*

2.6 Defected Ground Structure (DGS)

DGS atau *Defected Microstrip Structure (DMS)* [41] adalah sebuah struktur periodik maupun non-periodik yang di *etched* pada dasar lapisan planar seperti: mikrostrip, coplanar, dan coplanar waveguide [16] berbeda dengan konsep *Artificial Magnetic Conductor (AMC)* [30] yang membutuhkan minimal tiga layer. Karena di-*etched* pada mikrostrip maka distribusi arus pada daerah itu akan terganggu. Gangguan tersebut akan merubah karakteristik dari saluran transmisi yaitu: nilai kapasitansi dan induktansi.



(a)



(b)

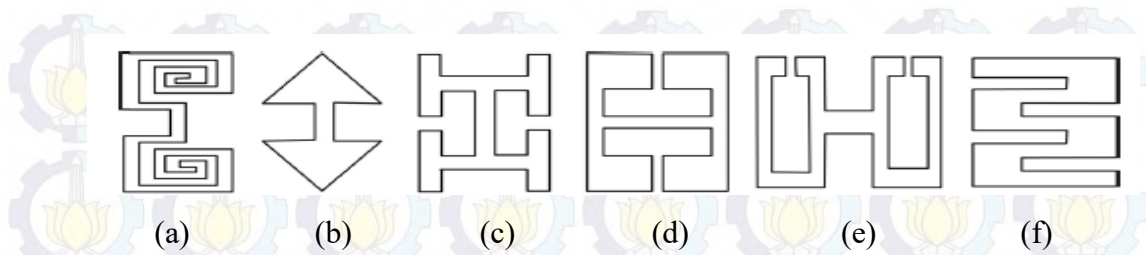
Gambar 2.15 Dasar Struktur DGS unit cell: (a) Dumbbell DGS unit, (b) Hasil Simulasi S-parameter Dumbbell DGS unit [16]

Ada dua aspek penting yang dapat memberikan karakteristik yang unik pada struktur DGS yaitu : geometri unit DGS dan struktur DGS yang periodik. Struktur dasar yang telah diperkenalkan adalah menggunakan dumbbell DGS [16]. Seperti pada Gambar 2.15(a) Unit dari dumbbell DGS memiliki area yang *defected* berbentuk rektanguler seluas $(a \times b)$, dan dipisahkan oleh gap selebar w .

DGS memiliki kelebihan daripada PBG diantaranya :

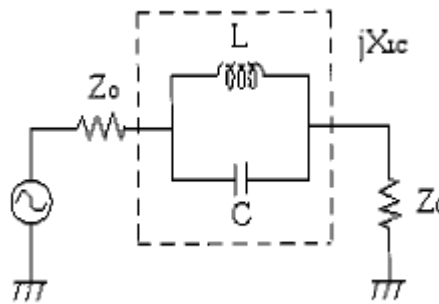
1. Ukuran circuit menjadi lebih kecil karena unit DGS memiliki karakteristik yang sama dengan struktur periodik, contoh untuk mendapatkan karakter stop-band.
2. Dari Gambar 2.15(b) dapat dilihat bahwa parameter-S pada unit dumbbell sesuai dengan response low pass Butterworth satu pole, hanya dengan melakukan ekstraksi struktur yang mudah dilakukan.

Contoh-contoh dari unit cell yang telah dikembangkan digambarkan sebagai berikut,



Gambar 2.16 Macam-macam struktur DGS: (a) Spiral Head, (b) arrowhead-slot, (c) "H" shape slot, (d) a square open loop, (e) open loop dumbbell, dan (f) interdigital [16]

Rangkaian ekivalen pada unit sel DGS adalah sebagai berikut,



Gambar 2.17 Rangkaian Ekivalen unit sel DGS Tunggal [38]

Pendekatan nilai induktansi (L) dan Kapasitansi (C) pada unit sel tunggal DGS seperti pada Gambar 2.17 adalah sebagai berikut,

$$C = \frac{\omega_c}{Z_o g1} \cdot \frac{1}{\omega_o^2 - \omega_c^2} \quad (2.37)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 \cdot C} \quad (2.38)$$

Keterangan :

ω_c = frekuensi *cut off*

ω_o = *attenuation pole frequency*

Z_o = impedansi beban (50 Ω)

$g1$ = Karakteristik LPF butterworth

2.7 State of The Art

Penelitian-penelitian sebelumnya telah banyak berkembang baik di bidang pemodelan struktur geometri cavity resonator maupun pada metode peningkatan fraksional bandwidth dan teknik miniaturisasi filter SIW. Dari Tabel 2.2

penelitian-penelitian yang telah dilakukan adalah menggunakan metode SIW *single Cavity Resonator* [31] dari referensi tersebut BPF filter dibentuk menggunakan topologi square cavity yang diparalel sesuai dengan orde-6, dengan desain ini karakteristik BPF dapat dicapai namun fractional BW yang didapatkan hanya 1.5% masih jauh dari standar UWB. Pengembangan struktur SIW untuk UWB-BPF menurut referensi [32], memanfaatkan karakter coupling beban (IN-OUT) dan metode geometri transisi SIW. Hasil yang didapatkan adalah dengan mengatur lebar coupling maka bandwidth SIW akan sangat lebar sehingga untuk struktur SIW-nya mendekati respons HPF dengan cut-off 3.1 GHz dan untuk mendapatkan cut-off lowpass pada frekuensi 10.6 GHz menggunakan *Stepped Impedance Resonator (SIR)*.

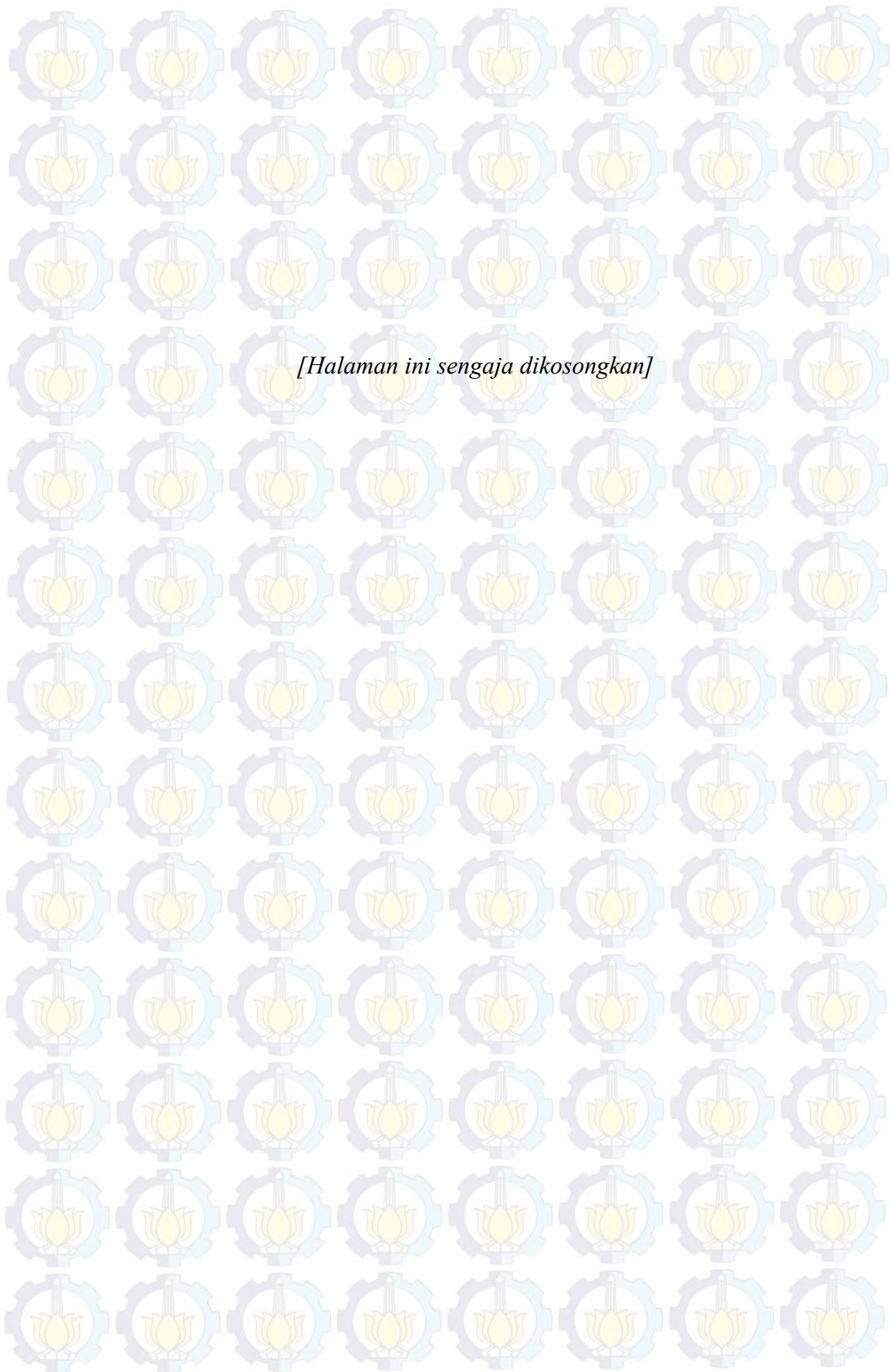
Tabel 2.2 Referensi Perbandingan Filter

Refrensi Filter	Order	Topologi	Frekuensi central & Fractional BW
[31]	6	Single Cavity	8.9 GHz dan 1.5%
[32]	1	Single Cavity + SIR	6.85 GHz dan 456.48 %
[13]	2	Double mode square cavity	2.1 GHz dan 1.7%
[12]	7	Zigzag	9.5 GHz dan 21%
[17]	1	Microstrip + Dumbbell DGS	4.52 GHz dan 118%
[33]	1	Dual mode SIW-CSRR	4.99 GHz dan 5%
[34]		SIW+DGS cell	32 GHz dan 8%
[35]	1	HMSIW(single cavity)-DGS	8.8 GHz dan 29%
[36]	2	QMSIW	1.9 GHz dan 73.6%
Pokok Penelitian	2	Double Cavity+ DGS cell	2.25 GHz dan FBW = 22%

Karena karakteristik dari dari filter ini yang menggunakan order-1 maka nilai dari gradien transisi S21 belum terlalu curam dan juga nilai S11 yang

didapatkan pada rentang frekuensi itu masih diatas 10 dB. UWB filter dengan topologi Zigzag seperti yang dikemukakan [12] memberikan hasil yang sesuai yaitu BW 28% untuk standar UWB Eropa, hanya saja dengan menggunakan metode ini semakin banyak jumlah pole yang akan digunakan maka ukuran filter akan lebih besar.

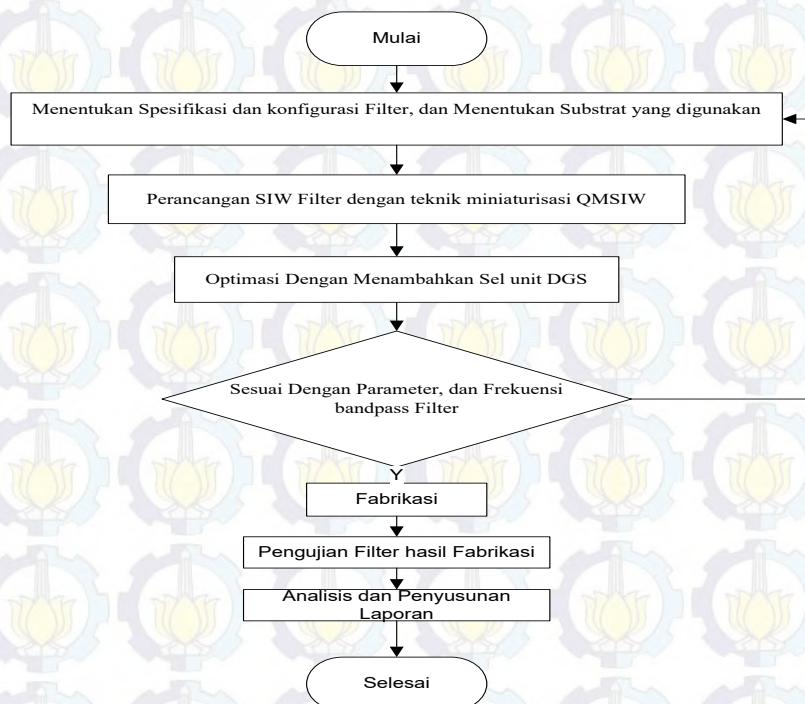
Sehingga dari beberapa referensi yang ada maka penggunaan model struktur SIW menggunakan topologi double square cavity orde-2 [13] akan diteliti, kelemahan fraksional BW yang kecil akan diatasi dengan menambahkan *inner coupling*. Penggunaan sel unit DGS pada filter untuk menurunkan nilai *second harmonic suppression* seperti refrensi [35] sebesar 30 dB. Dan untuk melakukan miniaturisasi desain akan mengikuti pola dari struktur QMSIW [36] atau HMSIW [35] ,dengan mengamati daerah resonansi pada cavity SIW.



BAB 3

METODE PENELITIAN SIW BANDPASS FILTER

Pada penelitian ini dirancang sebuah filter guna mendukung keperluan sistem *front end* GPR radar, yang dapat bekerja pada frekuensi antara 2 GHz sampai 2,5 GHz. Filter hasil perancangan adalah filter dengan orde ($n=2$) atau *dual mode filter* yang memiliki dua buah kopling untuk mengatur karakteristik frekuensi dan lebar karakteristik *fractional bandwidth* (FBW). Untuk merancang filter tersebut ada beberapa tahapan, yaitu: menentukan spesifikasi filter, menentukan substrat yang digunakan, perancangan SIW bandpass filter, miniaturisasi struktur QMSIW dan penambahan unit cell DGS (QMSIW - DGS). Setelah menentukan perancangan tersebut, kemudian akan disimulasikan dengan menggunakan perangkat lunak *CST Microwave Studio 2014*. Setelah simulasi diperoleh maka filter difabrikasi dan dilakukan pengukuran menggunakan Network Analyzer. Berikut Diagram Alir gambar perancangan filter :



Gambar 3.1 Diagram Alir Perancangan

3.1 Perangkat yang Digunakan

Dalam perancangan filter ini menggunakan perangkat keras (*hardware*) dan perangkat lunak (*software*). Perangkat keras digunakan untuk melakukan fabrikasi

dan juga pengukuran (*Network Analyzer*), sedangkan perangkat lunak digunakan untuk keperluan simulasi dan validasi data untuk mengetahui karakteristik atau kinerja filter yang telah dirancang. Perangkat lunak / *software* yang digunakan adalah:

1. *CST Microwave Studio 2014*

CST digunakan untuk merancang dan mensimulasikan filter yang akan dibuat. Karakteristik filter yang diperoleh adalah S_{11} , S_{21} , impedansi input, *delay factor*, dan respon fasa.

2. ADS 2011.01

Perangkat lunak ini digunakan untuk mensimulasi respon filter yang akan difabrikasi dengan menggunakan pendekatan rangkaian ekuivalen.

3. MATLAB 2014 Rb

Software ini digunakan untuk melakukan pengolahan data dan melakukan validasi pembuktian dengan pendekatan teori.

3.2 Penentuan Spesifikasi Filter

Untuk mendesain dan menganalisa unjuk kerja filter dibutuhkan parameter spesifikasi filter yang terdiri dari komponen dielektrik (substrat) dan parameter pengujian.

3.2.1 Komponen Dielektrik

Ukuran Dimensi dari filter menjadi parameter terpenting dalam mendesain sebuah SIW-BPF. Oleh karena itu, agar dimensi dari filter kompak maka pada penelitian ini menggunakan substrat dengan konstanta dielektrik tinggi, dan diusulkan untuk menggunakan substrat dengan tipe Rogers RO4360 *double layer*. Spesifikasinya ditunjukkan pada Tabel 3.1.

Tabel 3.1 Spesifikasi bahan dielektrik RO4360

Parameter	Nilai	Satuan
Konstanta Dielektrik (ϵ_r)	6.15	-
Tebal Substrat	1.524	mm
Tebal tembaga	35	μm
Faktor disipasi / $\tan(\delta)$	0.0038	-
Konduktivitas thermal	0.8	W/m/K

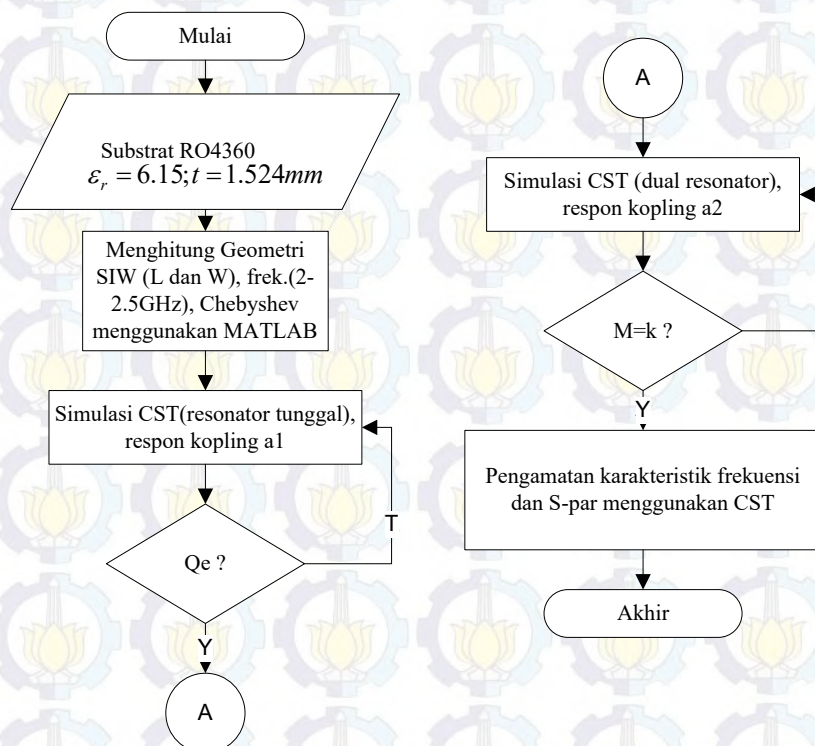
3.2.2 Parameter Pengujian

Dalam perancangan dan pengukuran filter, agar mengetahui kinerja filter telah bekerja optimal ada beberapa parameter yang harus terpenuhi antara lain: *fractional bandwidth* (FBW), level *return loss*, level *insertion loss*, faktor kopling dan frekuensi kerja. Yang dapat dituliskan sebagai berikut:

Frekuensi <i>cutoff highpass</i>	2 GHz
Frekuensi <i>cutoff lowpass</i>	2.5 GHz
FBW _{-3dB}	22%
FBW _{karakteristik}	9 %
<i>Return loss</i>	$\leq -10\text{dB}$
<i>Insertion loss</i>	$\approx 0\text{dB}$
<i>Matching Impedance</i>	50 Ω

3.3 Perancangan Struktur SIW *Bandpass* Filter

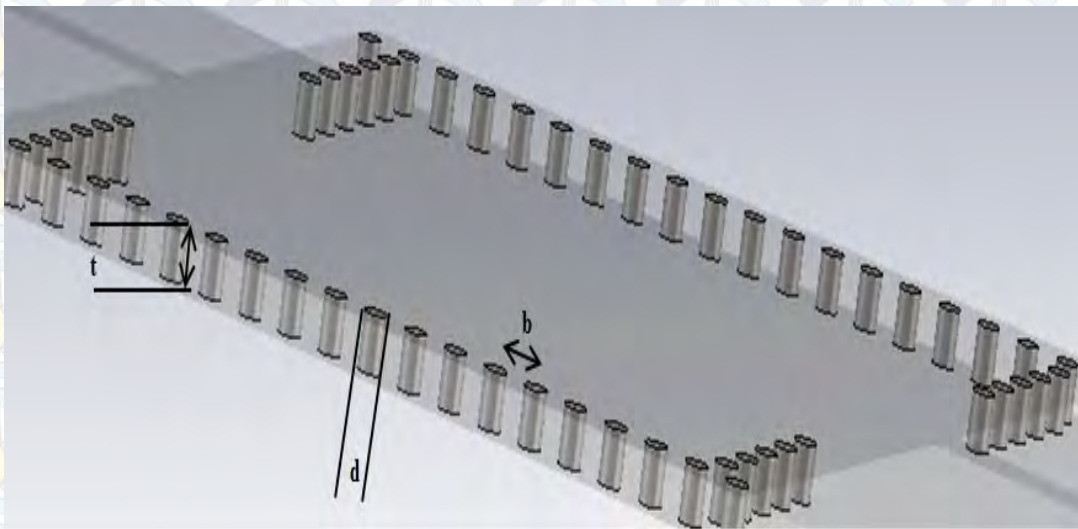
Langkah-langkah dalam merancang SIW *bandpass filter* dapat dilihat pada Gambar 3.2 mengenai diagram alir perancangan filter.



Gambar 3.2 Perancangan Filter SIW

Perancangan filter berbasis SIW yang dirancang memiliki karakteristik *dual pole* dengan bentuk resonator-nya adalah persegi/*square*. Karena filter ini berbasis dari perambatan gelombang pada *waveguide* sehingga metode pendakatan dari perancangan mengikuti teori dari *waveguide* dan *cavity resonator*, persamaan 2.28. Langkah – langkah dalam perancangannya seperti berikut:

- a. Menentukan parameter diameter SIW dan jarak antar via, mengikuti kaidah persamaan 2.24-2.25 dan Gambar 3.3 agar nilai rugi-rugi radiasi minimal dan sesuai dengan spesifikasi filter maka nilai diameter via $d=1$ mm. Dan jarak inter-via adalah $b = 2 \times d = 2$ mm .



Gambar 3.3 Parameter *array via*

- b. Selanjutnya adalah menghitung dimensi dari SIW dengan menggunakan persamaan 2.28, diasumsikan W dan L adalah sama. Dan mode yang diinginkan adalah TE₁₀₁. Alasan pemilihan mode 101 karena karakteristik filter hanya dapat dipengaruhi oleh perubahan lebar dan panjang struktur dari resonator. Perubahan pada ketebalan / *thickness* (t) dipengaruhi oleh pemilihan substrat.

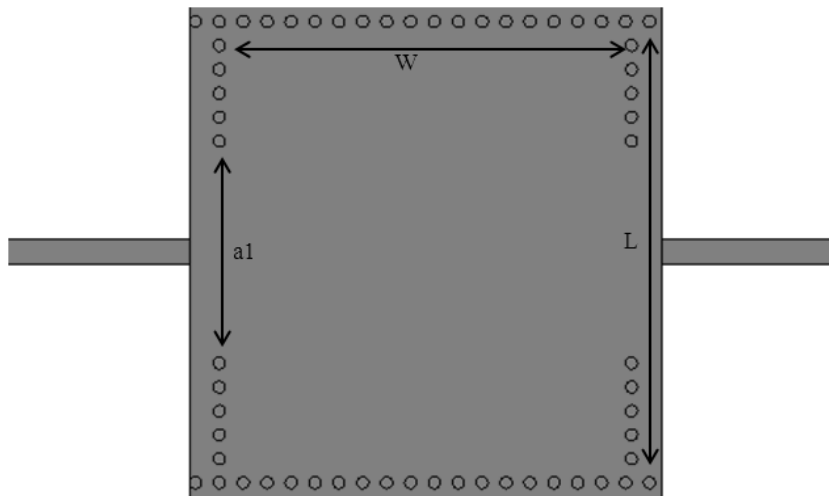
$$2 \times 10^9 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{6.15}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L}\right)^2} \text{ maka nilai dari } W = L = 42,8 \text{ mm.}$$

Frekuensi yang beresonansi pada mode TE₁₀₁ adalah $f_{res} = 2 \times 10^9$ Hz, cepat rambat cahaya $C = 3 \times 10^8$ m/s, dan konstanta dielektrik substrat $\epsilon_r = 6,15$.

- c. Nilai dari W_{eff} merupakan pendekatan dari W dan L . Yang bisa dihitung menggunakan persamaan 2.26.

$$42,8 = W_{eff} - \frac{1^2}{0,95 \times 2}$$

didapatkan $W_{eff} = L_{ef} = 42,6$ mm. Sehingga struktur geometri dari *single cavity resonator* rancangan seperti pada Gambar 3.4.



Gambar 3.4 Hasil Perancangan Struktur Tunggal filter SIW

Dengan menggunakan *single cavity resonator* respon *bandpass filter* dengan lebar pita 500 MHz masih belum diperoleh. Disamping itu kelebihan dari filter *double cavity resonator* jika dibandingkan dengan *single cavity resonator* adalah kemampuan *rejection* yang lebih besar pada frekuensi *out of band*. Sehingga untuk mendapatkan karakteristik BPF menggunakan *double cavity resonator* pole $n = 2$ melalui pendekatan parameter prototipe filter *lowpass chebyshev*. Parameter yang digunakan dengan ripple = 0,1 dB dan *fractional bandwidth (FBW)* dari karakteristik frekuensi adalah 0,09. Penentuan dari FBW tersebut didasari dari penelitian [13] yang melihat FBW dari karakteristik frekuensi bukan dari nilai *bandwidth* untuk -3 dB, tetapi dilihat dari respon frekuensi karakteristik. Karena desain dari filter ini memiliki dua macam *coupling* (*outer coupling* dan *inner coupling*), maka langkah lanjutannya diturunkan dengan persamaan sebagai berikut:

- a. Mencari koefisien kopling M_{12} didapatkan menggunakan persamaan 2.31. angka 12 pada koefisien kopling mewakili kopling pada resonator ke-1 dan 2. Dimana nilai g_0, g_1, g_2, g_3 adalah 1, 0.8431, 0.622, dan 1.3554

$$M_{12} = \frac{0,09}{\sqrt{0,8431 \times 0,622}} = 0,12$$

- b. Q- eksternal dicari menggunakan.

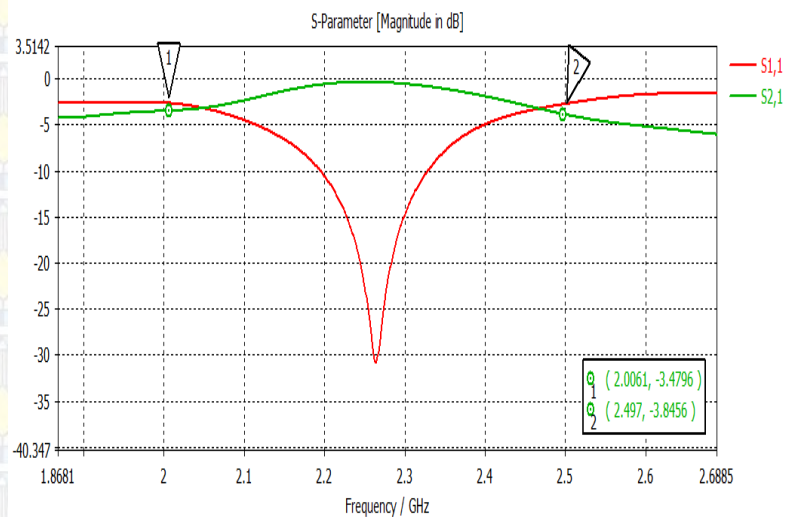
$$Q_{e1} = \frac{g_0 \cdot g_1}{FBW} = \frac{1 \times 0,8431}{0,09} = 9,4$$

$$Q_{e2} = \frac{g_2 \cdot g_3}{FBW} = \frac{0,622 \times 1,3554}{0,09} = 9,4$$

Faktor kualitas Q dengan pendekatan filter Chebyshev dihitung berdasarkan jumlah orde dari sebuah filter. Sehingga variabel Q_{e1} merepresentasikan faktor kualitas eksternal pada orde ke-1 dan Q_{e2} adalah faktor kualitas eksternal orde ke-2.

3.3.1 Parameter *sweep* lebar kopling a_1

Selanjutnya nilai dari analisa numerik diatas akan dibandingkan dengan hasil simulasi. Struktur SIW-nya mengikuti desain yang telah dirancang sebelumnya, seperti pada Gambar 3.5. Dan dengan mengubah *outer* kopling a_1 sebesar 36 mm. Perhitungan Q_{ext} dari Gambar 3.4 sebagai berikut,



Gambar 3.5 S-parameter *Single Cavity Resonator*

$$Q_{ext} = \frac{2xf_c}{\Delta f_{-3dB}} = \frac{2 \times 2,25}{0,5} = 9 \quad (3.1)$$

Dimana:

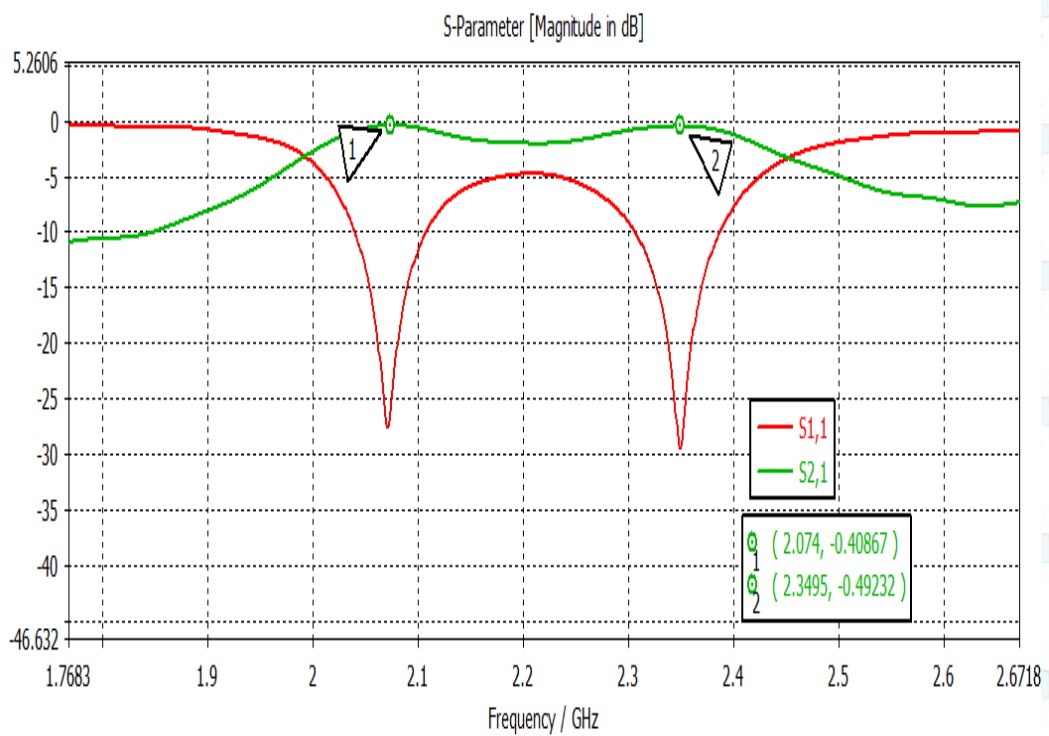
F_c = frekuensi center

Δf_{-3dB} = BW dengan acuan -3dB

Faktor kualitas eksternal hasil simulasi Q_{ext} telah mendekati nilai dai faktor kualitas saat perancangan sebesar 9,4.

3.3.2 Parameter *sweep* Lebar Kopling a_2

Untuk mendapatkan karakteristik frekuensi maka besaran *inner coupling* a_2 disimulasikan dengan membuat desain pole =2 atau *double cavity resonator* dan dianalisa hasil yang didapat menggunakan persamaan koefisien kopling (k), apakah nilai yang didapat sudah mendekati dengan $M_{1,2}$. Desain acuan mengacu pada Gambar 1.2(b). Dengan menggunakan lebar kopling $a_2=26$ mm, dari hasil simulasi pada Gambar 3.6 karakteristik frekuensi filter SIW dual mode .



Gambar 3.6 Karakteristik frekuensi *dual mode* Filter SIW

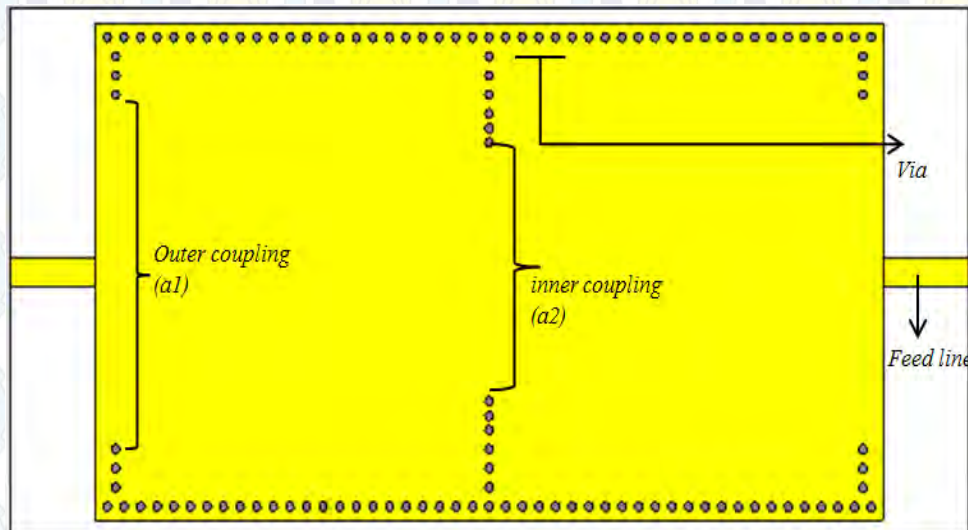
$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2} = \frac{2.35^2 - 2.074^2}{2.35^2 + 2.074^2} = 0.1243 \quad (3.2)$$

Keterangan :

f_h = Frekuensi karakteristik atas

f_l = Frekuensi karakteristik bawah

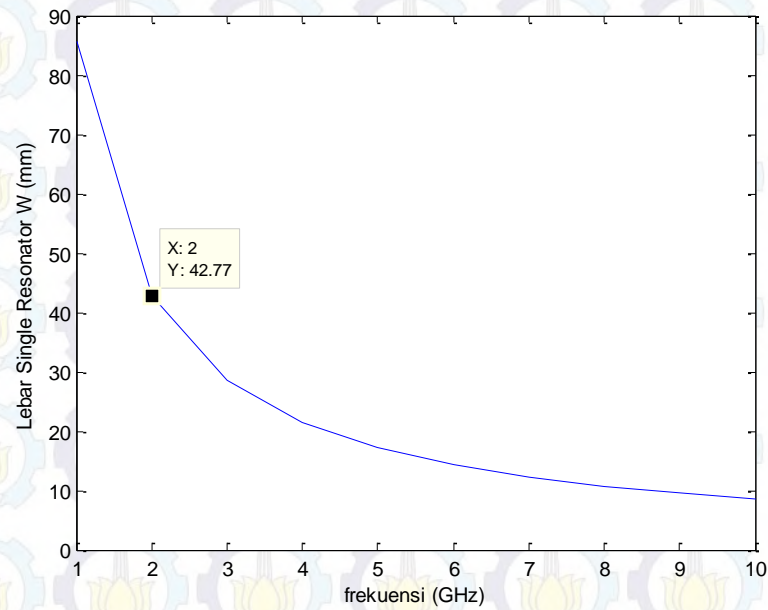
Nilai koefisien kopling hasil simulasi menunjukkan nilai 0,1243 , hasil ini telah mendekati perhitungan saat perencanaan dengan koefisien kopling M_{12} sebesar 0,12. Hasil dari perancangan dan optimasi filter *dual mode SIW* memiliki ukuran dimensi total (95 X 52 mm) dengan simulasi kopling *double resonator SIW filter* pada Gambar 3.7.



Gambar 3.7 Konfigurasi kopling *dual pole bandpass filter*

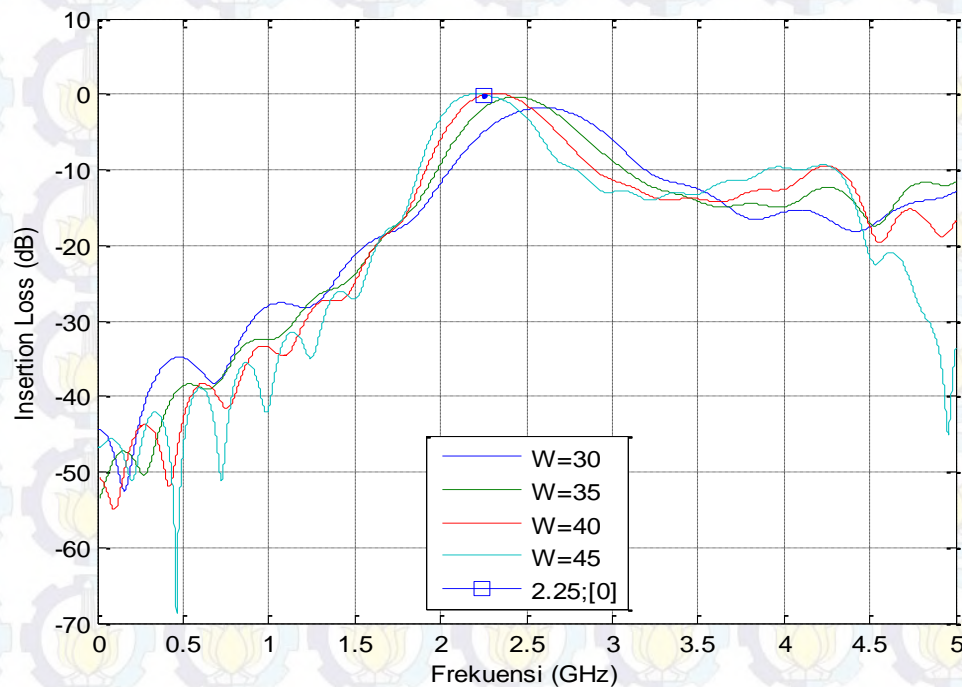
3.3.3 Parameter *sweep* Lebar dan Panjang Resonator SIW *dual mode*

Optimasi pada bagian resonator dengan merubah lebar (W) dan panjang resonator (L) dilakukan dengan menggunakan parameter *sweep* CST dengan mempertimbangkan hasil perhitungan sebesar 42,8 mm dan dapat dilihat pada perbandingan frekuensi terhadap lebar resonator pada Gambar 3.8, dari grafik tersebut perbandingan lebar resonator tidak linier terhadap frekuensi kerja. Dapat disimpulkan bahwa persamaan 2.28 memiliki distribusi eksponensial negatif terhadap perubahan frekuensi. Dari hasil optimasi didapatkan besar nilai W yang mendekati adalah 45 mm.



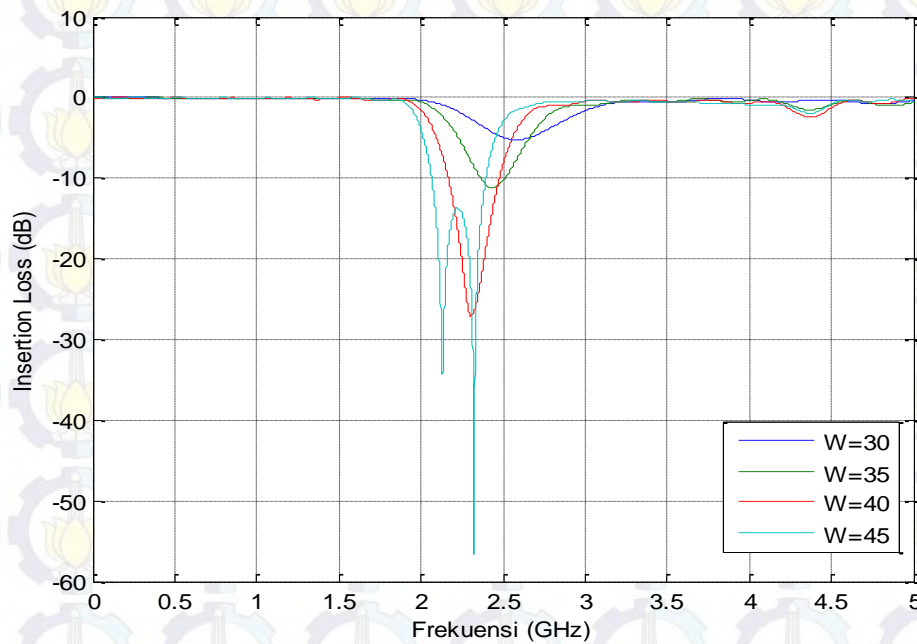
Gambar 3.8 Grafik Frekuensi Vs Lebar resonator

Perubahan dari kedua besaran tersebut berpengaruh pada nilai frekuensi *cut off*, jika dilihat pada Gambar 3.9, semakin lebar resonator maka frekuensi kerja filter akan bergeser ke kiri/ frekuensi *cut off* bawah. Hal ini dapat dibuktikan juga menggunakan persamaan 2.28.



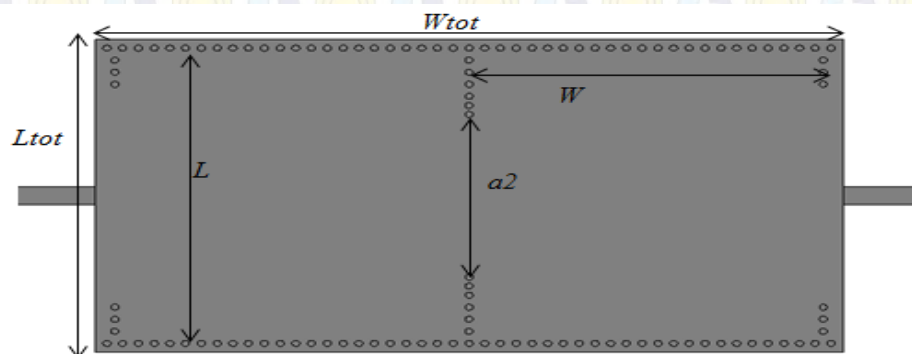
Gambar 3.9 Grafik *Insertion Loss* dengan perubahan Dimensi Panjang Resonator

Pengamatan perubahan ukuran struktur juga dilihat pada karakteristik *return loss* (S11) seperti yang diilustrasikan pada Gambar 3.10, dengan merubah lebar resonator dan menetapkan nilai kopling a_1 sebesar 36 mm, akan berpengaruh pada nilai batas S11 sebesar -10 dB. Disamping berubahnya frekuensi kerja filter namun nilai *outer coupling* tetap hal ini akan berpengaruh pada *matching impedance* saluran di port 1.



Gambar 3.10 Grafik *Return Loss* dengan perubahan Dimensi Panjang Resonator

Optimasi yang sama juga dilakukan pada panjang resonator (L) yang memiliki karakteristik yang sama dengan karakteristik lebar resonator (W). Hasil optimasi yang diperoleh untuk panjang resonator L adalah sebesar 48 mm.



Gambar 3.11 Desain *dual pole bandpass filter*

Perubahan dari resonator tidak mempengaruhi kriteria *insertion loss*. Kriteria *insertion loss* yang diinginkan adalah < -10 dB pada frekuensi *out of band*. Karena hal ini sangat berpengaruh pada daya sinyal di harmonisa ke dua, jika S_{21} pada frekuensi tersebut dibawah -10 dB maka daya sinyal yang diteruskan ke beban adalah kurang dari 10%. Dan pada kondisi *passband* nilai *insertion loss* yang diharapkan adalah ≥ -3 dB.

3.3.4 Hasil Simulasi *Dual Mode* BPF Filter SIW

Dari optimasi yang telah dilakukan untuk struktur dual mode BPF *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) sesuai dengan Gambar 3.11, didapatkan hasil nilai variabel sebagai berikut:

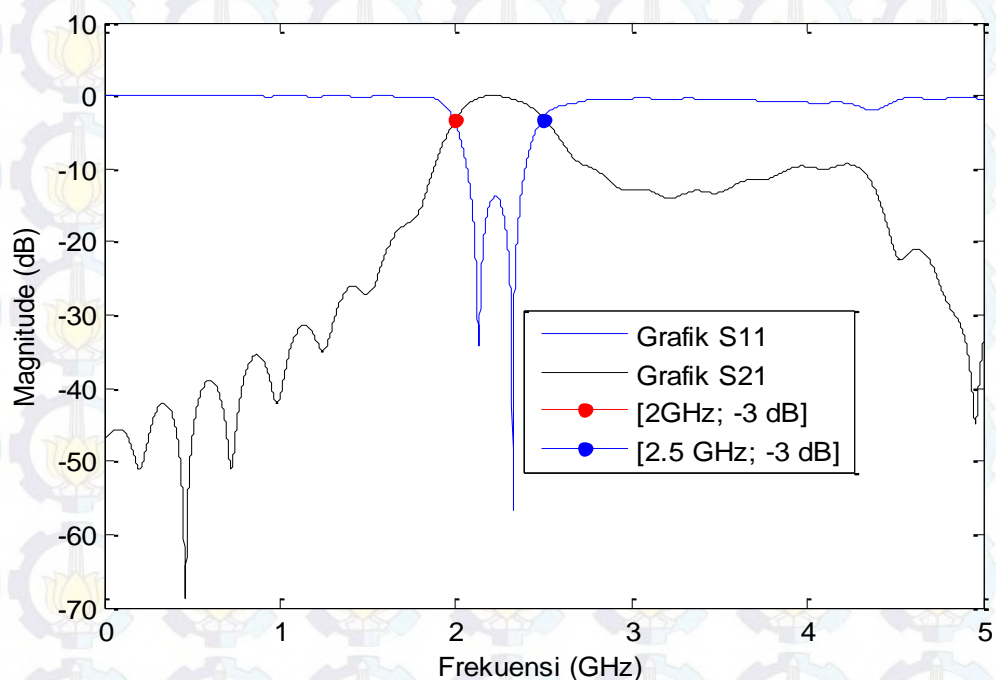
$$W = 45 \text{ mm}$$

$$L = 48 \text{ mm}$$

$$a_1 = 36 \text{ mm}$$

$$a_2 = 26 \text{ mm}$$

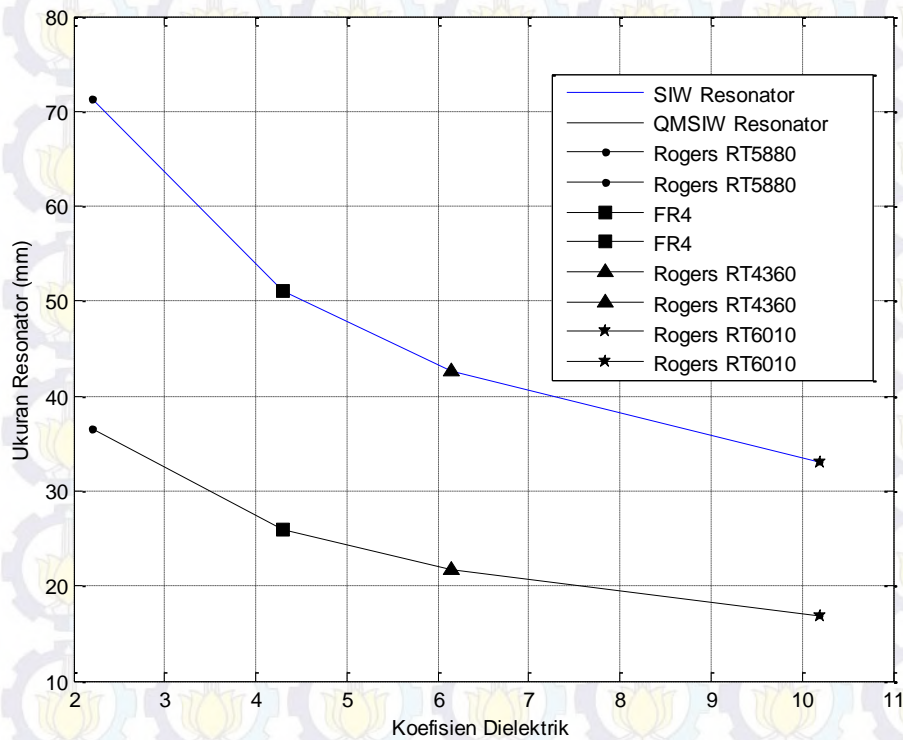
Hasil dari simulasi dimensi parameter optimasi diatas ditunjukkan pada Gambar 3.12 berikut dengan *bandwidth* untuk nilai -3 dB tepat berada pada frekuensi *cut-off*,



Gambar 3.12 Hasil Simulasi BPF SIW *dual mode*

3.4 Miniaturisasi Struktur QMSIW

Dari hasil simulasi dapat diketahui bahwa permasalahan dalam mendesain filter SIW dengan $n=2$ adalah nilai slope frekuensi *cut off* atas yang masih belum terlalu bagus dan masalah dimensi filter yang besar, hal ini disebabkan karena ukuran desain filter *microstrip* akan mengikuti panjang gelombang yang beresonansi. Hal ini dapat dilihat pada grafik perbandingan konstanta dielektrik dengan ukuran resonator pada Gambar 3.13,

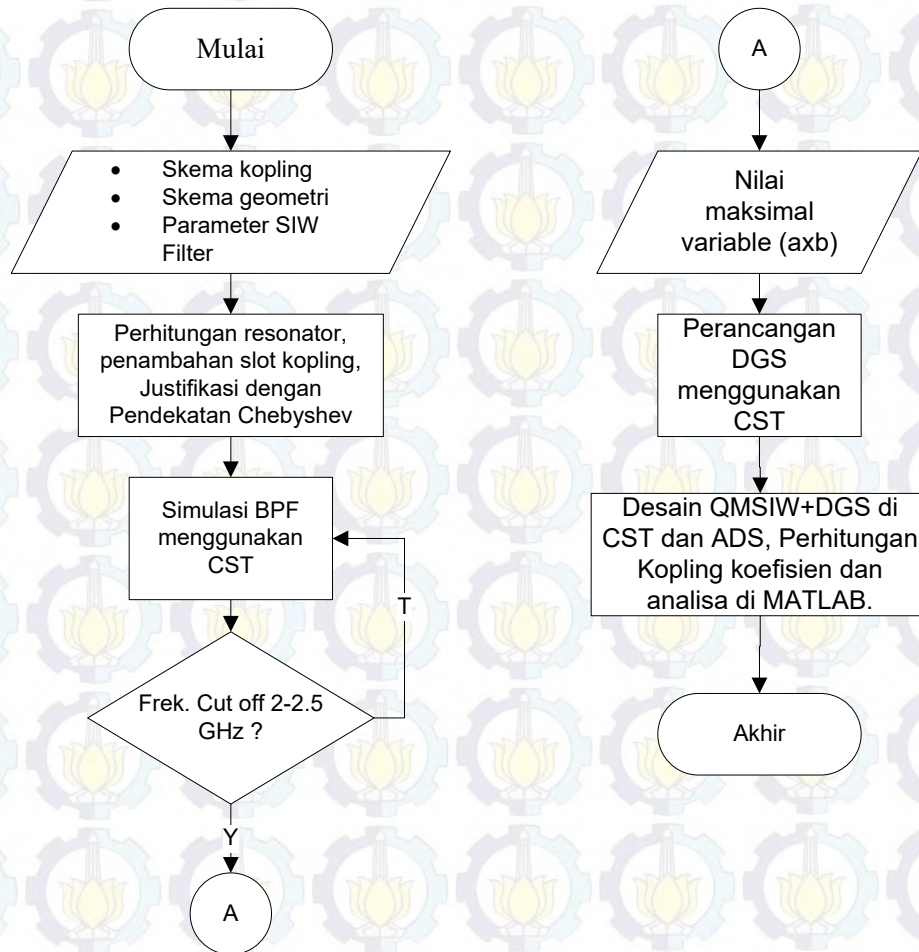


Gambar 3.13 Koefisien Dielektrik Vs Ukuran Resonator

Solusi untuk permasalahan dimensi dapat dipecahkan dengan menggunakan persamaan 2.29-2.30, menggunakan struktur QMSIW. Dan untuk permasalahan slope frekuensi *cutoff* dilakukan dengan menambahkan struktur *defected ground structure (DGS)* atau *defected microstrip structure (DMS)*.

Desain miniaturisasi filter menggunakan QMSIW merupakan salah satu teknik untuk memperkecil ukuran SIW dengan mereduksi 75% ukuran filter, tetapi dengan kualitas karakteristik perancangan yang sama untuk $M_{12}=0,1243$ dan $Q_{e1}=Q_{e2}= 9,37$. Sehingga satu permasalahan dalam desain filter dengan

frekuensi rendah (≈ 2 GHz) untuk aplikasi GPR dapat terpecahkan. Desain filter QMSIW mengikuti diagram alir pada Gambar 3.14.



Gambar 3.14 Diagram Alir Desain Filter QMSIW + DGS

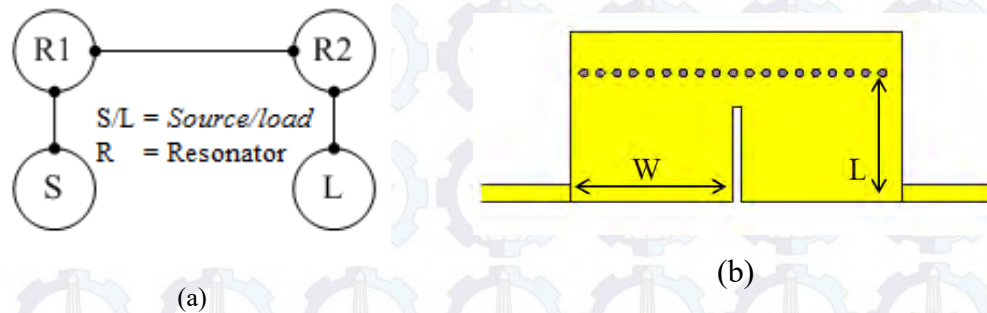
Perancangan QMSIW dan SIW filter mengikuti skema kopling linier yang diilustrasikan pada Gambar 3.15(a). Langkah pertama adalah menentukan ukuran resonator tunggal filter QMSIW mengikuti mode propagasi TE₁₀₁ dapat dihitung menggunakan persamaan 2.29 dan 2.30 seperti berikut,

$$2 \times 10^9 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{6.15}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2w}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2l}\right)^2}$$

$$W = L = 22,4 \text{ mm.}$$

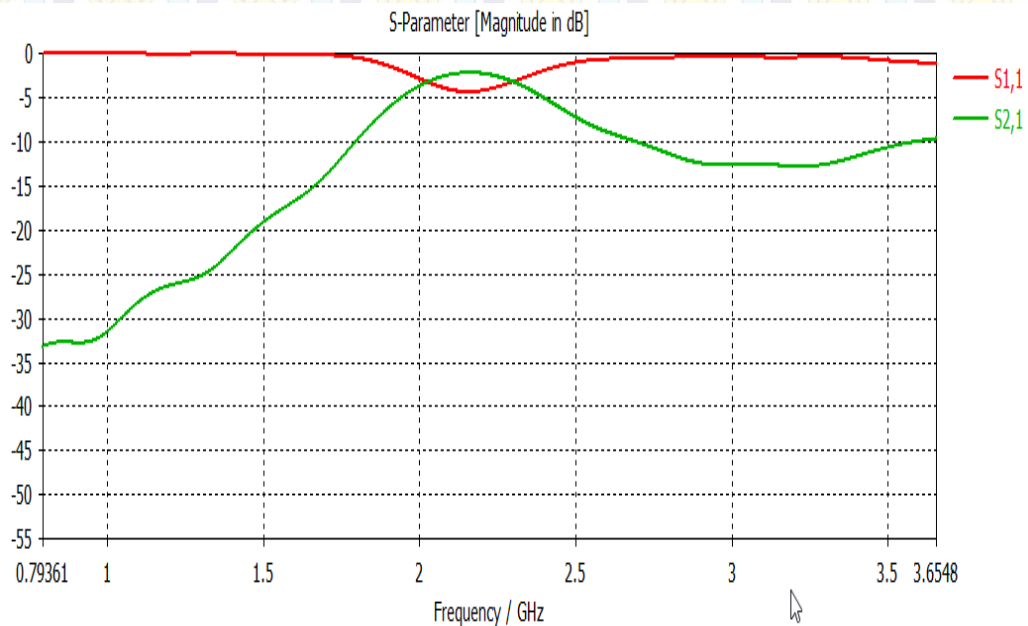
Sehingga untuk mendapatkan *double resonator* maka didapatkan dari $2 \times W = 44,8$ mm .

Skema kopling dapat menentukan pola resonansi sebuah filter. Skema kopling dirancang dengan menentukan pola resonator dan kopling di sebuah filter, untuk konsep miniaturisasi QMSIW skema kopling yang digunakan mengikuti skema topologi kopling dari SIW. Secara visual skema kopling dapat dianalisa dengan melihat *E field* filter maka akan diketahui skema kopling dari sebuah filter. Gambar 3.15 menunjukkan topologi kopling QMSIW filter yang dirancang beserta dengan struktur dasar QMSIW *dual mode*.



Gambar 3.15 Perancangan BPF QMSIW filter. (a) topologi kopling. (b) Struktur Dasar QMSIW *dual mode*.

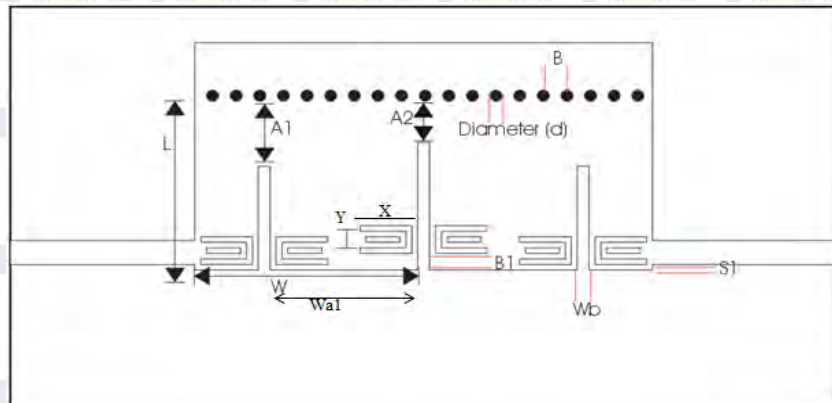
Sama hal-nya dengan pendekatan pada filter SIW yang telah dibahas sebelumnya, bahwa karakteristik frekuensi *cut off* filter ditentukan dari adanya *outer coupling* (a_1) dan *inner coupling* (a_2).



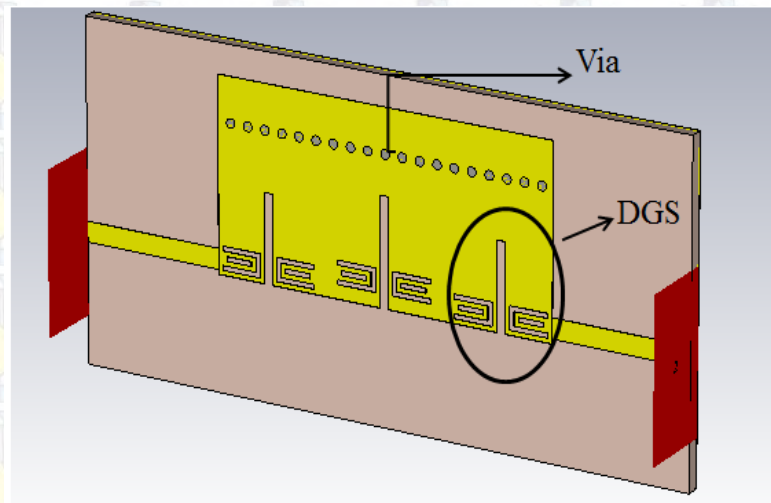
Gambar 3.16 S-Parameter Basic QMSIW tanpa kopling a_1

S-Parameter dari struktur dasar filter QMSIW yang diilustrasikan pada Gambar 3.15(b) menunjukkan bahwa tanpa adanya kopling a_1 , respon *return loss* $\leq -10\text{dB}$ masih sulit dicapai pada frekuensi kerja. Hasil ekstraksi s-parameter nya seperti Gambar 3.16.

Untuk dapat memenuhi karakteristik filter yang optimum dirancang filter dengan desain seperti pada Gambar 3.17 mengenai desain filter dengan DGS.



(a)



(b)

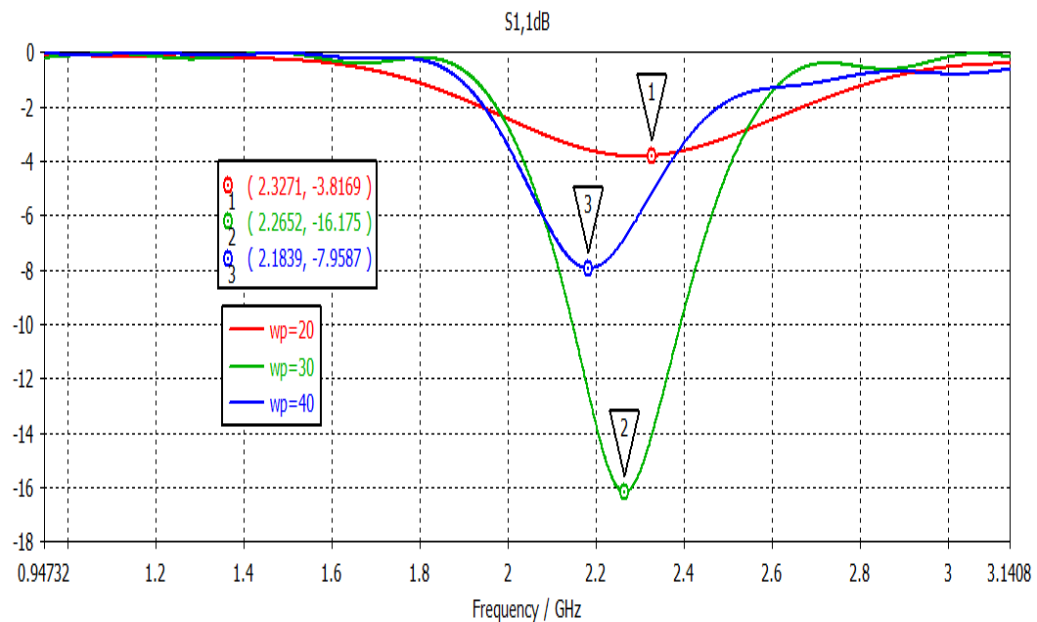
Gambar 3.17 Perancangan Filter QMSIW+DGS. (a) Desain struktur Filter.

(b) 3D view CST

Perancangan Filter Optimasi hasil didapatkan dengan melakukan parameter *parameter sweep* dengan merubah panjang total (W_{tot}) dan lebar (L) dari perhitungan resonator, menentukan posisi slot dan desain struktur sel unit DGS.

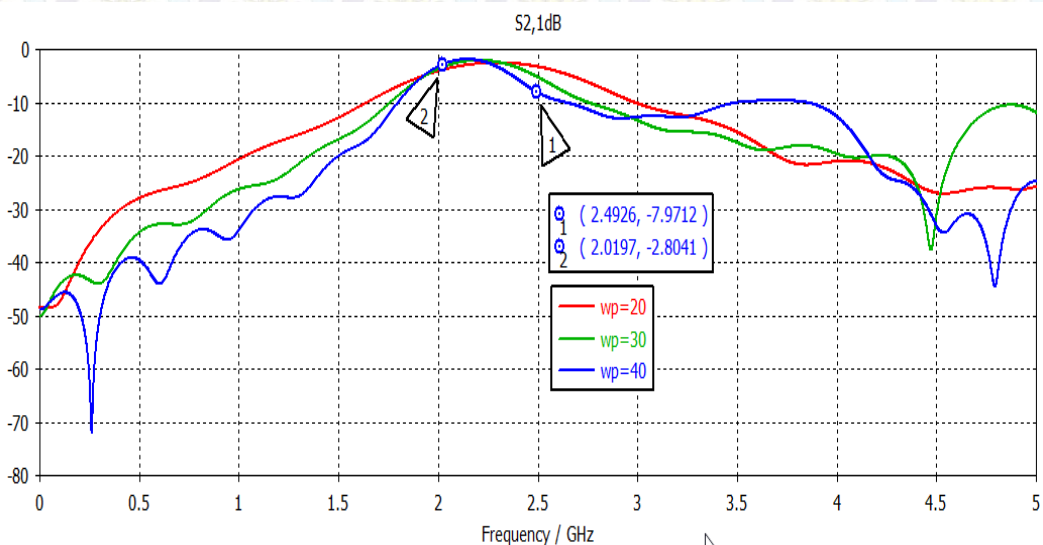
3.4.1 Parameter Sweep Panjang Double Resonator (W_{tot})

Perubahan karakteristik untuk desain Gambar 3.15(b) dari panjang resonator akan berpengaruh terhadap frekuensi kerja, semakin besar nilai W_{tot} akan membuat frekuensi kerja filter bergeser ke kiri dilihat dari karakteristik S21 pada Gambar 3.19.



Gambar 3.18 Karakteristik S11 oleh Perubahan W

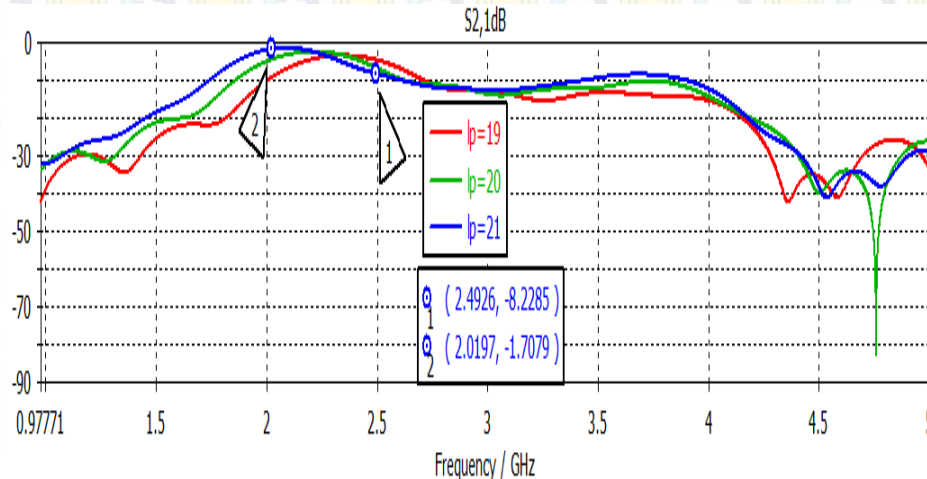
Nilai optimum W_{tot} yang diperoleh dari proses ini adalah 38,75 mm. Nilai ini akan memberikan *frequency cut off* pada rentang 2-2,5 GHz.



Gambar 3.19 Karakteristik S21 oleh Perubahan W

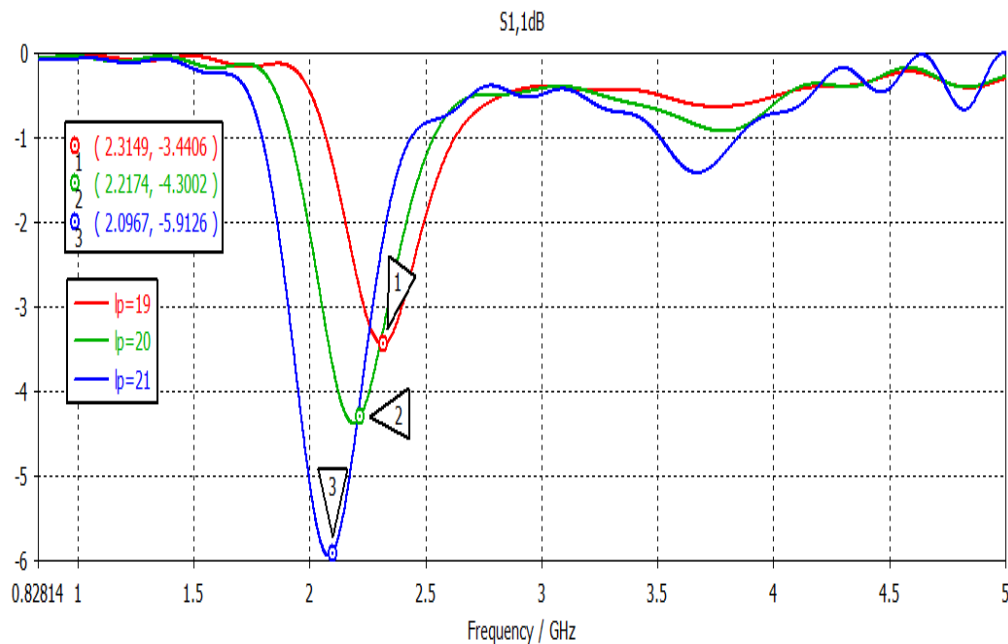
3.4.2 Parameter Sweep Lebar Double Resonator (L)

Untuk parameter *sweep* perubahan L ditunjukkan dari Gambar 3.20 dan Gambar 3.21. Perubahan nilai W dan L akan berpengaruh pada frekuensi kerja filter. Proses parameter sweep L dilakukan dengan memberi nilai panjang W optimum sebesar 38,75 mm, hasil yang didapat adalah sehingga semakin kecil L frekuensi kerja akan bergeser ke frekuensi tinggi atau ke arah kanan.



Gambar 3.20 Karakteristik S21 oleh Perubahan L

Hasil dari optimasi menunjukkan bahwa nilai $W_{tot}=38,75$ mm dan $L = 15,25$ mm.

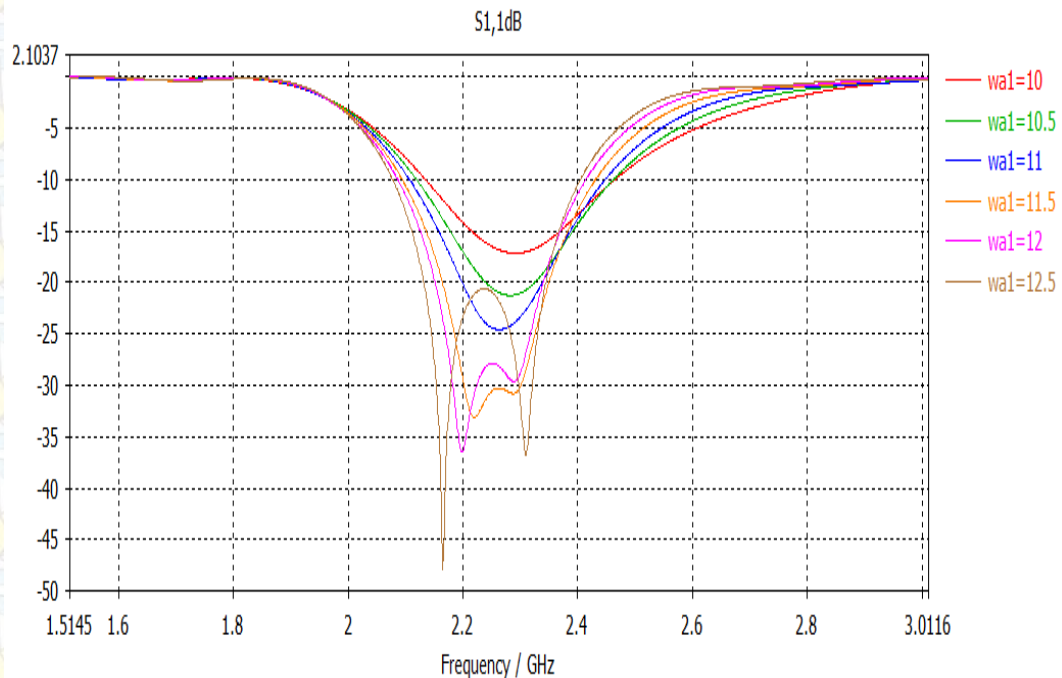


Gambar 3.21 Karakteristik S11 oleh Perubahan L

3.4.3 Parameter Sweep Posisi Outer Kopling (W_{a1})

Untuk merancang kopling $a1$ menggunakan simulasi parameter *sweep* untuk menentukan posisi slot dan menentukan lebar kopling $a1$ dari *slot* yang telah dibuat. Teknik merancang kopling menggunakan *slot* merupakan salah satu dari penerapan DGS atau yang biasa disebut DMS seperti pada referensi [41]. *Slot* pada struktur DGS dapat dilihat pada Gambar 3.17(a), mengenai struktur filter QMSIW.

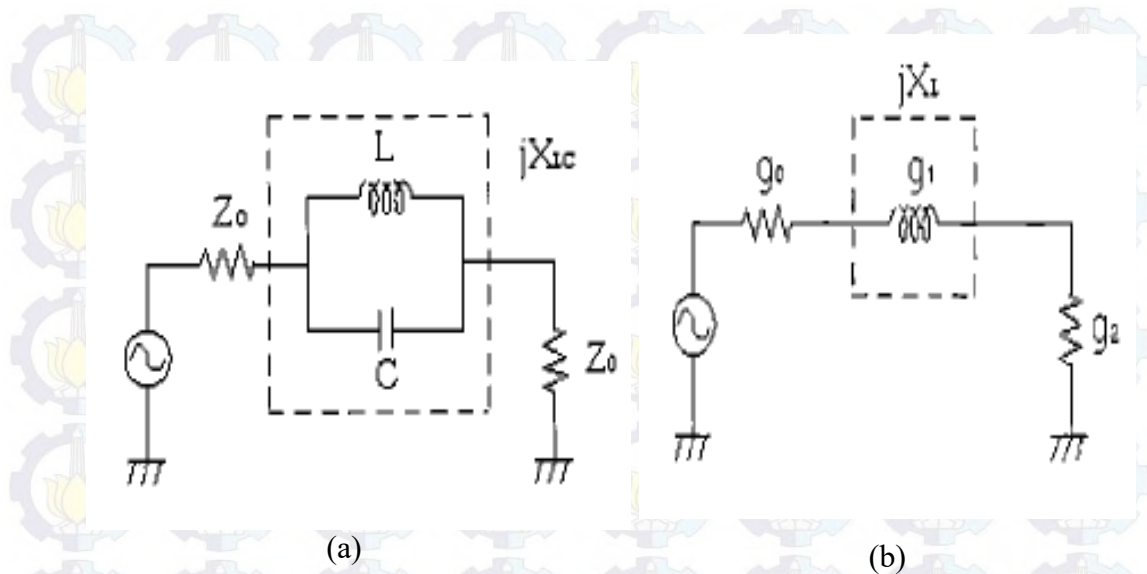
Ilustrasi pada perubahan posisi *slot* dihitung dari nilai tengah posisi kopling $a2$. Posisi slot (W_{a1}) dirubah-ubah sebesar 10 mm – 12,5 mm, agar mendapat nilai S-parameter yang optimum. Perubahan tersebut dapat diilustrasikan pada Gambar 3.22.



Gambar 3.22 Karakteristik Filter Berdasarkan Posisi Slot (W_{a1})

3.5 Perancangan Unit sel Defected Ground Structure (DGS)

Rangkaian sel unit DGS merupakan sebuah struktur yang di-*etching* pada permukaan mikrostrip untuk mendapatkan karakteristik khusus. Pada penelitian ini struktur DGS digunakan untuk menekan nilai harmonisa kedua, dan juga merubah *attenuation pole frequency*. Rangkaian ekivalen struktur dapat dilihat pada Gambar 3.23.



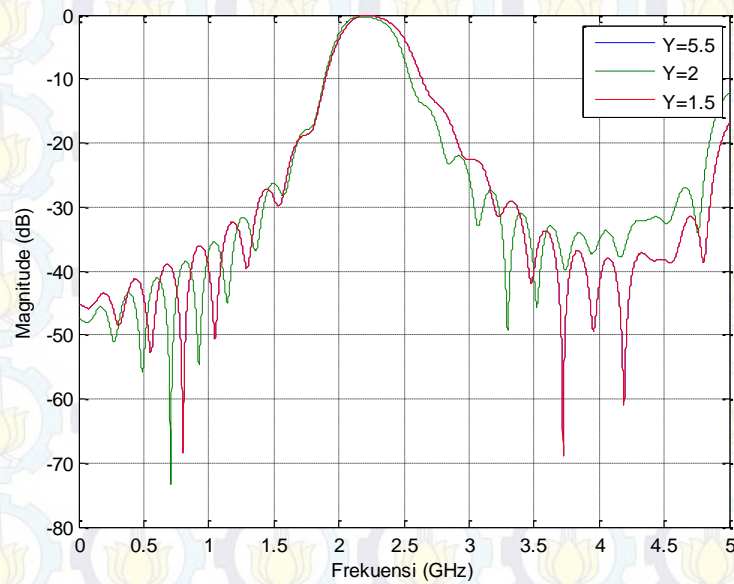
Gambar 3.23 Rangkaian Ekuivalen DGS [37]. (a) Pendekatan LC *single DGS*.
(b) Pendekatan Rangkaian LPF $n=1$ Butterworth. [37]

Tahapan untuk merancang struktur DGS adalah,

1. Unit dari sel DGS memiliki area yang di-*defected* berbentuk rektangular seluas ($X \times Y$). Dilihat Dari Gambar 3.17(a) nilai X memiliki panjang 3,875 mm. Dan untuk nilai Y dilakukan optimasi sepanjang variabel L .
2. Mengacu pada referensi [38] uji coba juga dilakukan simulasi berdasarkan dari referensi tersebut, tetapi dengan mengubah ukuran geometri-nya.
3. Setelah dimensi nilai sel unit DGS didapat maka dilakukan optimasi dengan menggabungkan slot kopling a_1 dan a_2 .
4. Perhitungan respon filter dengan DGS di bahas pada sub-bab rangkaian ekuivalen filter QMSIW + DGS.

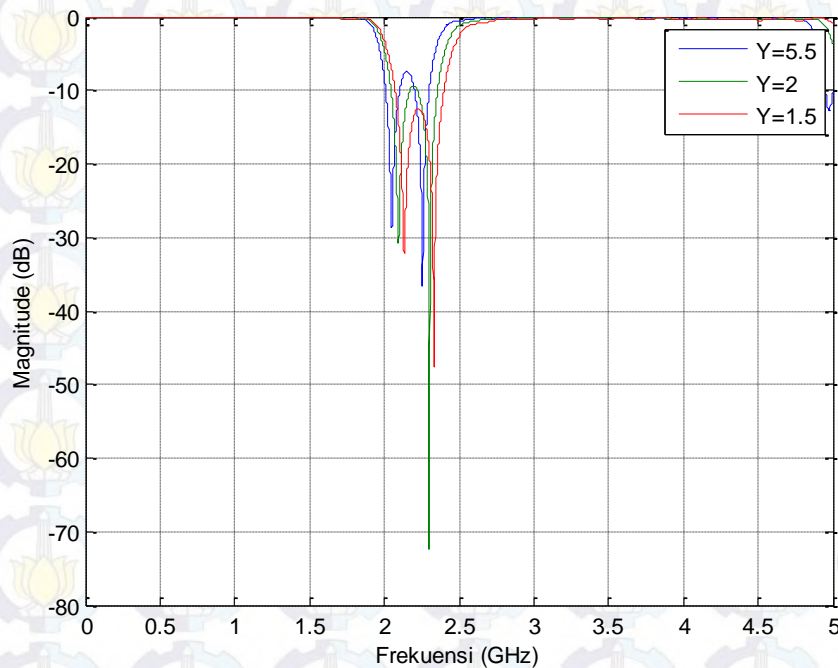
3.5.1 Parameter Sweep (Y)

Desain optimasi unit sel DGS dirancang untuk bekerja pada frekuensi *cut off* atas di 2,5 GHz. Untuk mencari panjang yang optimum ditetapkan nilai variabel X adalah 3,875 mm. Dengan mengubah-ubah nilai Y 1,5-5,5 mm, dapat dilihat dari grafi *insertion loss* semakin besar dimensi Y maka *slope* frekuensi atas akan semakin mendekati kondisi ideal, ilustrasi pada Gambar 3.24.



Gambar 3.24 Karakteristik Slope cut off frequency

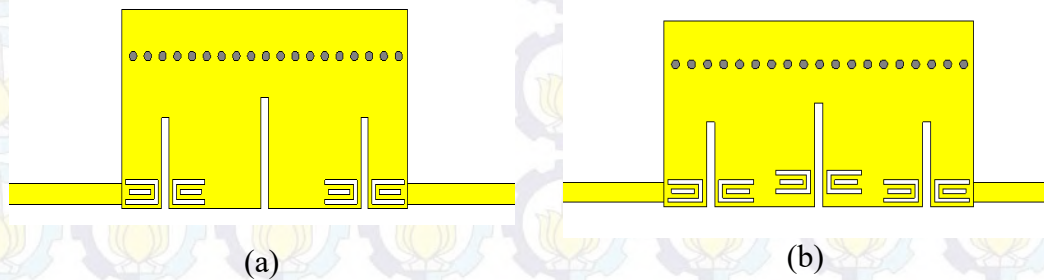
Perbedaan nilai *return loss* dapat dilihat pada Gambar 3.25, jika dilihat dari hasil simulasi maka semakin besar ukuran sel unit DGS maka nilai karakteristik S11 akan naik di atas -10dB pada frekuensi kerja. Sehingga nilai ($X \times Y$) optimal adalah $3,85 \times 1,0$ mm.



Gambar 3.25 Karakteristik S11 Sel Unit DGS

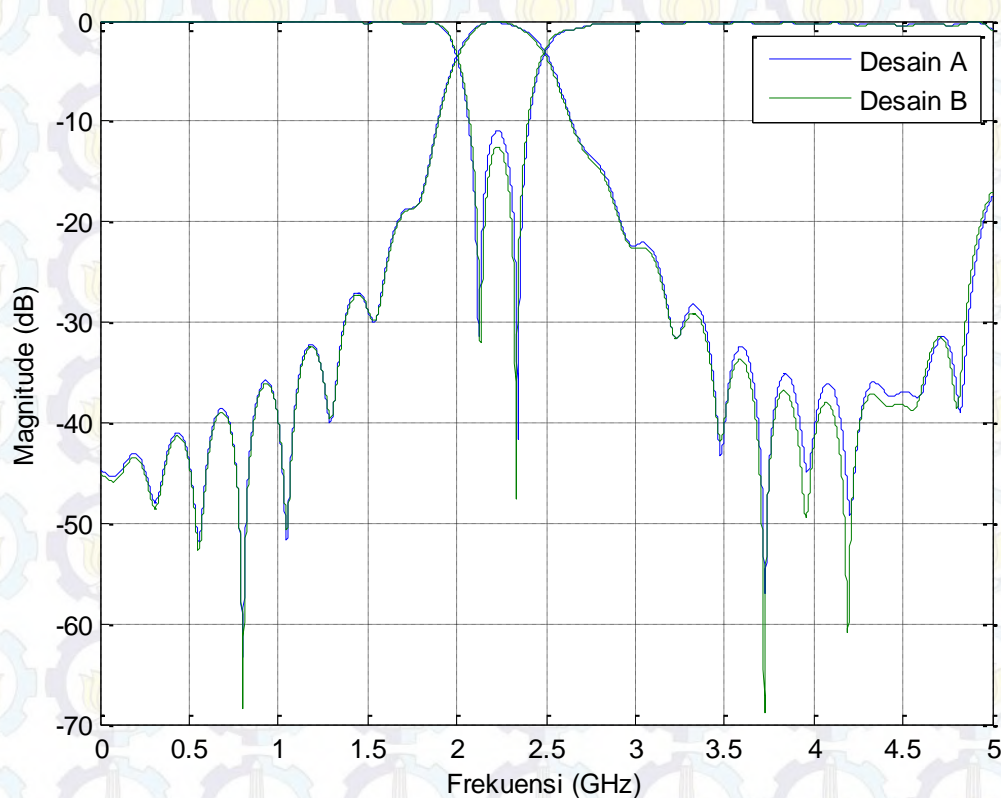
3.5.2 Penambahan Unit Sel DGS

Proses penambahan struktur sel unit DGS ke dalam resonator QMSIW dapat dibandingkan menggunakan ilustrasi Gambar 3.26. Desain pertama adalah filter dengan dua sel unit DGS dan desain kedua menggunakan tiga sel unit DGS.



Gambar 3.26 Sel Unit DGS. (a) *Double cell*. (b) *triple cell*

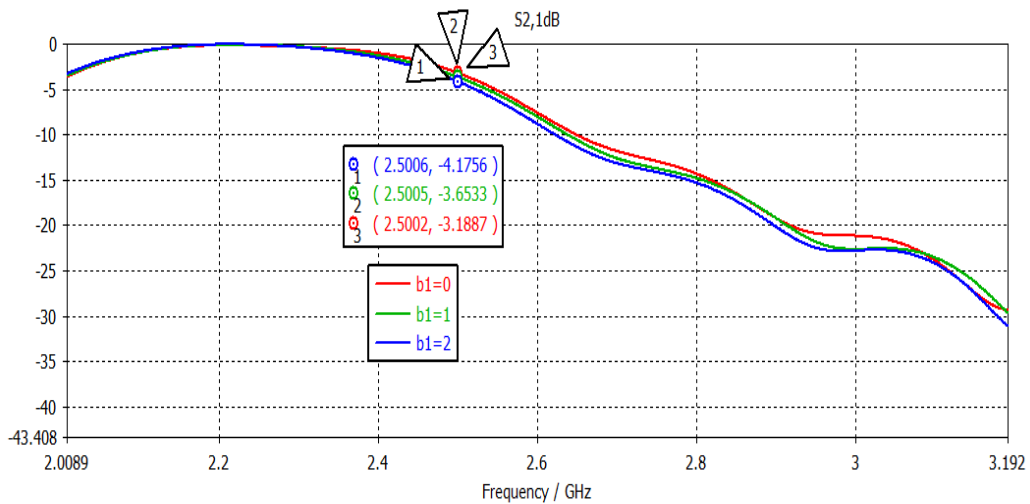
Dari Hasil simulasi dapat dilihat bahwa semakin banyak sel unit yang digunakan maka selektivitas filter juga akan diperoleh. Dengan menambahkan DGS yang memiliki ukuran struktur yang sama maka frekuensi kerja filter tidak akan bergeser, jika dilihat dari Gambar 3.27, nilai return loss menggunakan desain B memberikan nilai -12dB pada frekuensi tengah $f_c = 2,25$ GHz.



Gambar 3.27 Karakteristik Filter Dengan Penambahan Sel Unit DGS

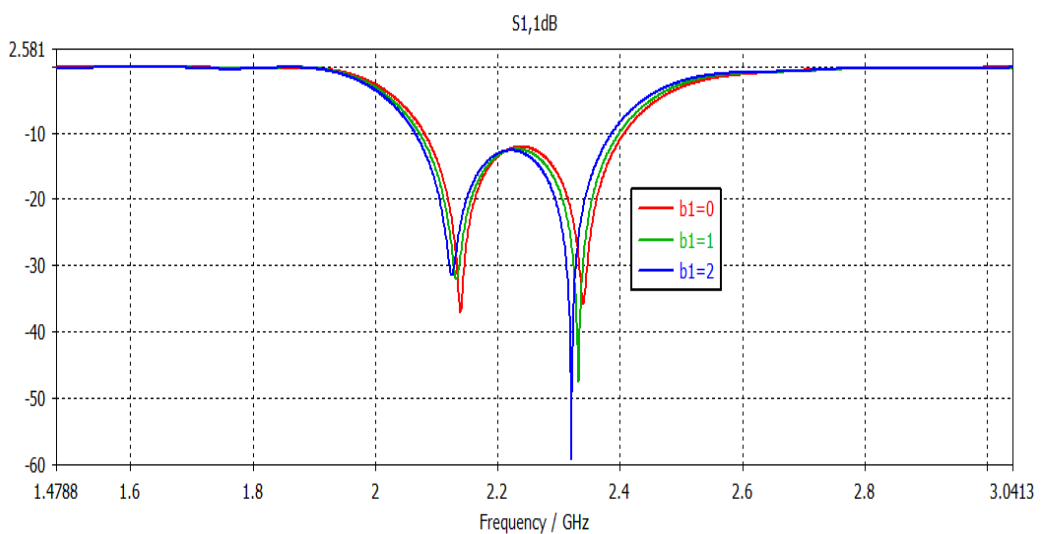
3.5.3 Parameter Sweep B1

Perubahan nilai B1 pada struktur mempengaruhi *bandwidth* filter. Dilihat dari respon s21 pada simulasi bisa dilihat bahwa bandwidth akan semakin sempit jika ketinggian b1 bertambah seperti pada Gambar 3.28, tetapi nilai S11 akan turun di bawah -15 dB .



Gambar 3.28 Pengaruh Parameter B1 Terhadap *Bandwidth S21*

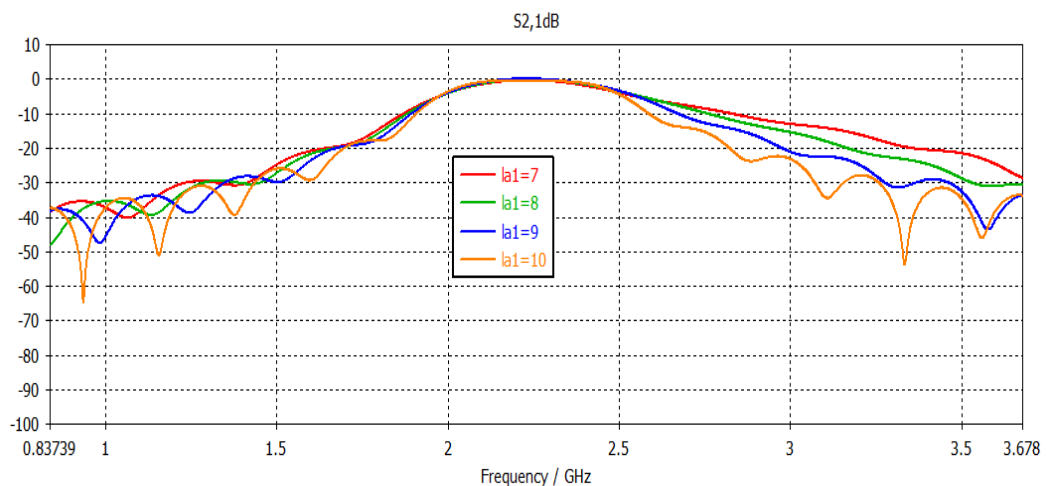
Nilai dari s11 dijadikan acuan saat merancang sebuah filter dengan bandwidth yang lebar. Dalam kasus perencanaan filter QMSIW + DGS nilai return loss yang terbaik ketika $b_1=1$ mm. Ilustrasi dapat dilihat pada Gambar 3.29.



Gambar 3.29 Pengaruh Parameter B1 Terhadap *Bandwidth S11*

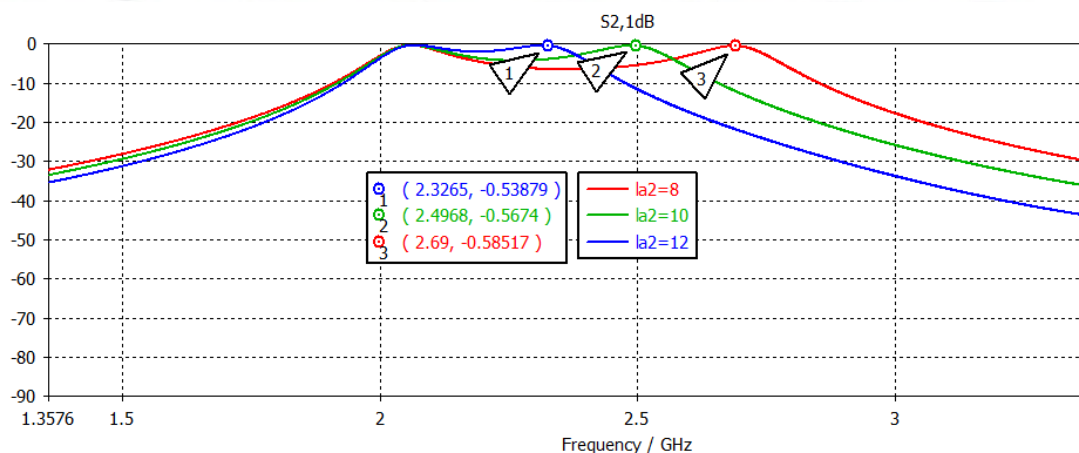
3.5.4 Karakteristik Kopling QMSIW Filter dengan sel unit DGS

Karakteristik kopling a_1 pada QMSIW+DGS memiliki fungsi yang sama dengan *outer coupling* pada filter SIW, kopling a_1 menentukan Q_{ext} filter seperti Gambar 3.30. Sehingga semakin lebar kopling nilai Q_{ext} akan turun karena *bandwidth* filter meningkat. Titik optimum filter didapatkan ketika variabel $la_1=9,37$ mm jika dikonversikan maka nilai lebar kopling $A_1=L-LA_1=6,2$ mm.



Gambar 3.30 Perubahan Q factor terhadap *outer coupling* A_1

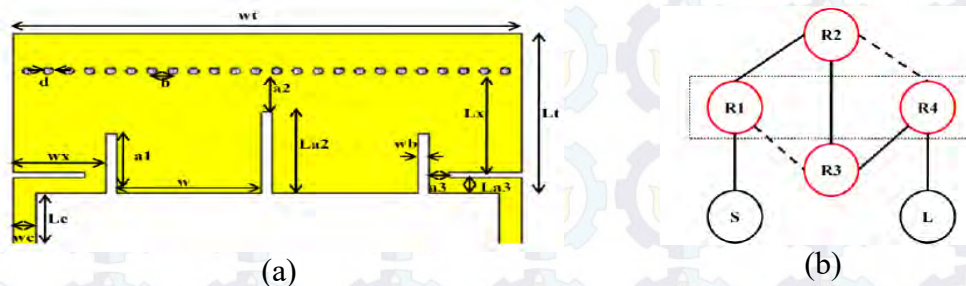
Kopling a_2 berfungsi untuk menentukan koefisien kopling dan mengubah nilai FBW filter yang diinginkan seperti Gambar 3.31. Dengan merubah nilai a_2 tidak akan berpengaruh pada *frequency cut off* bawah, namun akan mempengaruhi nilai *frequency cut off* atas. Nilai optimum untuk mencapai BW=500MHz diperoleh ketika nilai $la_2=11,31$ mm, sehingga lebar kopling $a_2=L-La_2=4,26$.



Gambar 3.31 Karakteristik Frekuensi Filter Rancangan

3.5.5 Perancangan Topologi Filter (ZigZag)

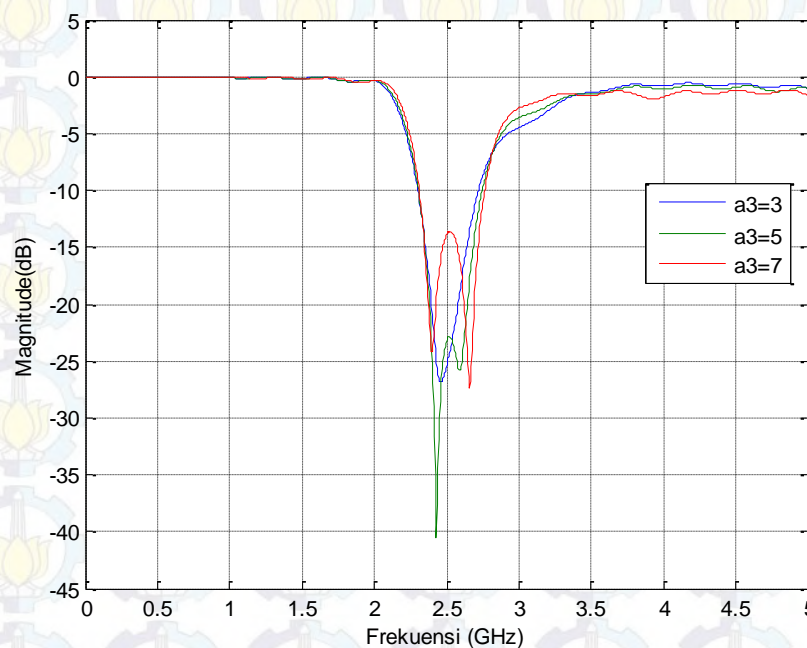
Mengacu pada penelitian sebelumnya[39], mengenai penelitian tentang topologi kopling filter. Hal ini diperlukan untuk melihat karakteristik respon filter apabila skema topologi-nya dirubah dengan metode zig-zag.



Gambar 3.32 Topologi Zigzag. (a) Desain Filter. (b) Topologi Kopling [39]

Kelebihan dari skema topologi pada Gambar 3.32 adalah memiliki tiga macam kopling yaitu : a_1 , a_2 dan a_3 . Fungsi dari ketiga macam kopling itu adalah untuk merubah *bandwidth* (a_1), merubah FBW (a_2) dan memperbaiki kinerja *return loss* pada frekuensi kerja.

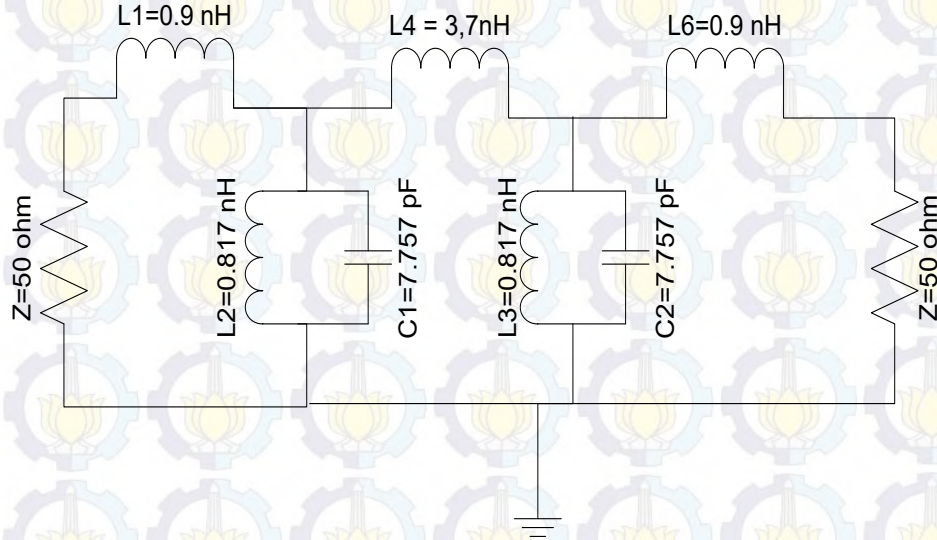
Karakteristik kopling a_3 untuk desain filter di atas diilustrasikan pada Gambar 3.33. Perubahan lebar kopling dapat mempengaruhi lebar *bandwidth* S11.



Gambar 3.33 Karakteristik S11 Pada Rancangan Filter dengan Topologi Zigzag

3.6 Rangkaian Ekivalen filter QMSIW dan DGS dengan Pendekatan Filter Butterworth

Karakteristik filter yang dirancang merupakan filter dengan *dual mode* sehingga dalam perancangan penyederhanaan rangkaian ekivalen menggunakan pendekatan LC paralel sebagai pendekatan resonator, seperti pada Gambar 3.34.



Gambar 3.34 Rangkaian Ekivalen Filter QMSIW + DGS [40]

Desain rangkaian ekivalen filter QMSIW dan DGS mengikuti persamaan 3.3-3.6 X_{LC} [37], adalah nilai reaktansi dari desain DGS yang diilustrasikan pada Gambar 3.23. X_L adalah induktansi filter LPF dengan pendekatan Butterworth.

$$X_{LC} = 1/\omega_o C \left(\frac{\omega_o}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_o} \right) \quad (3.3)$$

$$X_L = \omega' \cdot Z_o g1 \quad (3.4)$$

$$X_{LC}|_{\omega=\omega_c} = X_L|_{\omega'=1} \quad (3.5)$$

$$C = \frac{\omega_c}{Z_o g1} \cdot \frac{1}{\omega_o^2 - \omega_c^2} \quad (3.6)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 \cdot C} \quad (3.6)$$

Tabel 3.2 Prototipe LPF Butterworth [25]

Prototype Butterworth Low-Pass Filters

	C1 L1	L2 C2	C3 L3	L4 C4	C5 L5	L6 C6	C7 L7	L8 C8	C9 L9	L10 C10
n										
1	2.0000									
2	1.4142	1.4142								
3	1.0000	2.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180					
6	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129

Dengan pendekatan tersebut variabel untuk menentukan nilai kapasitansi (C) dan induktansi (L) sangat berpengaruh pada nilai frekuensi *cut-off* (ω_c) dan *attenuation pole frequency* (ω_o).

Parameter perhitungan nilai L2 dan L3 serta C1 dan C2 adalah,

$$\omega_c = 2 \text{ GHz}$$

$$\omega_o = 1,9 \text{ GHz}$$

$$g_1 = 2 \text{ (pendekatan nilai buterworth dengan } n=1)$$

$$Z_o = 50\Omega$$

Jika L2=L3=L dan C1=C2=C maka dapat dihitung sebagai berikut:

$$C = \frac{\omega_c}{Z_o g_1} \cdot \frac{1}{|\omega_o^2 - \omega_c^2|}$$

$$= \frac{1.9}{50.2} \cdot \frac{1}{1.9^2 - 2^2} = 7,757 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 \cdot C}$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 (\omega_o/2\pi)^2 \cdot 7,757 \times 10^{-12}} = 0,817 \text{ nH}$$

Perhitungan kopling koefisien induktansi L1=L6=Lv adalah pendekatan induktansi via yang dapat dihitung menggunakan persamaan berikut:

$$L_v = 5,08 \times h \times \left(\ln \left(\frac{4h}{d} \right) + 1 \right) \text{ nH}$$

Dengan nilai h adalah kedalaman penetrasi via (substrat + metal) dalam satuan *inch*. Sedangkan untuk d adalah diameter via (inch).

$$L_v = 5,08 \times (0,06275) \times \left(\ln \left(\frac{4 \times 0,06275}{0,039} \right) + 1 \right) \text{ nH} = 0,9 \text{ nH}$$

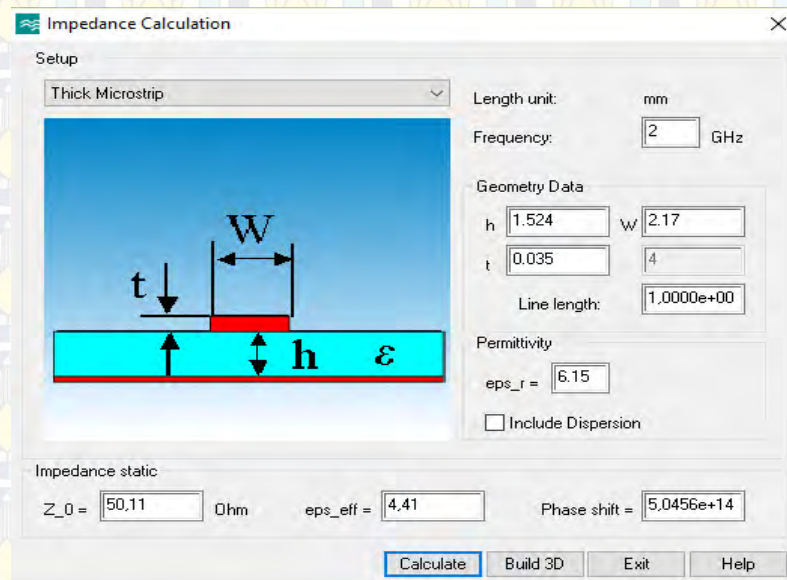
Induktansi L_4 adalah nilai *inner coupling* untuk menentukan karakteristik nilai *fractional bandwidth*, mengacu pada referensi [41]. Mengenai desain kopling SIW maka persamaan L_4 adalah sebagai berikut :

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.7)$$

f_o adalah *attenuation pole high frequency* dimana dari simulasi didapatkan nilai 2,6 GHz. Dengan mengasumsikan nilai $C = 1\text{pF}$ maka nilai induktansi kopling $L_4=L_c$ dapat dihitung sebesar 3,7 nH.

3.7 Perancangan Pencatu pada filter

Perancangan *feed line* pada filter perlu impedansi masukan (Z_{in}) 50 Ω . Hal ini karena *feeder* pada konektor akan dihubungkan dengan konektor SMA 50 Ω .



Gambar 3.35 Perancangan *Feed Line* di CST Microwave Studio

Untuk mendapatkan nilai impedansi saluran sebesar 50 Ω , dapat dilakukan dengan mencari lebar saluran *feeder*.

Pendekatan dapat dilakukan dengan subprogram *Impedance Calculation* yang terdapat pada CST *Microwave Studio* 2014 dan memasukkan beberapa parameter yang dibutuhkan, maka secara otomatis akan diketahui nilai lebar impedansi 50Ω. Pada Gambar 3.35 merupakan tampilan hasil perhitungan lebar *feeder*. Parameter yang berpengaruh adalah $\epsilon_r = 6,15$, $thickness = 1,524$, $t_{copper} = 0,035$ mm. Dengan mengubah-ubah lebar didapatkan nilai 2,17 mm.

Sebagai perbandingan nilai lebar *feed line* dapat dihitung menggunakan persamaan di bawah. Nilai-nilai diketahui adalah $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_f = 377 \Omega$, $\epsilon_r = 6,15$ dan $h = 1,524$ mm sehingga didapat,

$$A = 2\pi \frac{Z_0}{Z_f} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) = 1,755$$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = 1,471$$

$$W = 1,471 \cdot h = 2,24$$

didapatkan nilai $W_c = 2,24$ mm.

3.8 Ukuran Dimensi Filter Optimasi

Dimensi akhir dari hasil simulasi dan optimasi yang telah dirancang mengikuti desain pada Gambar 3.17(a), dapat dilihat pada Tabel 3.3 berikut:

Tabel 3.3 Dimensi Filter Perancangan

Simbol	Nilai (mm)	Simbol	Nilai (mm)
A1	6,2	X	3,85
A2	4,26	Y	1
B	2	B1	1
Wa1	12,47	Wb	1
W	18,94	S1	0,5
d	1	Wc	2,17
L	15,57	Lf	15,62

BAB 4

ANALISA SIMULASI DAN PENGUKURAN FILTER

Di dalam pembahasan Bab 4 dibahas mengenai analisa kopling filter, S-parameter (S_{11} dan S_{21}), *Group delay*, *fase*, *matching impedance*, hasil pengukuran filter dan perbandingan dengan rangkaian ekivalen ADS. Hasil akhir filter yang dianalisa adalah filter dengan struktur QMSIW dan DGS.

4.1 Hasil Simulasi CST *Microwave Studio* dan ADS

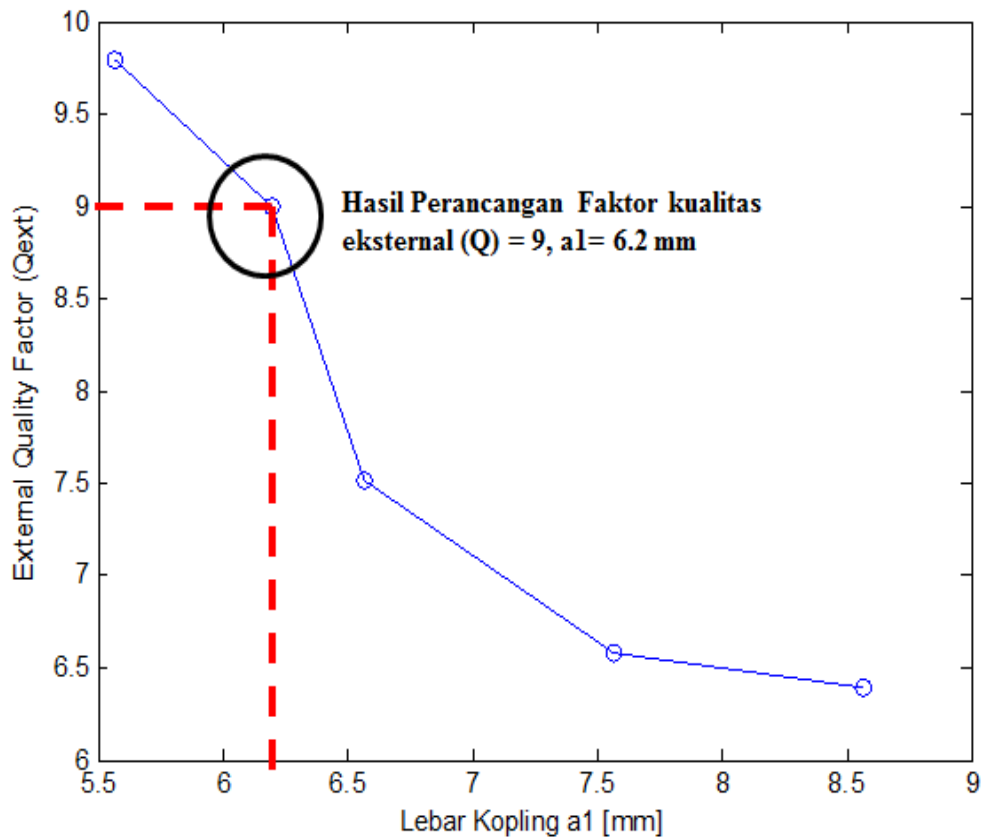
Analisis hasil dari simulasi menggunakan CST *Microwave Studio* dilakukan dengan membandingkan tiga hasil rancangan yaitu: struktur filter SIW *double resonator* non-DGS, struktur filter QMSIW dengan DGS, dan skema filter QMSIW dengan topologi zigzag.

Analisa yang dilakukan pada sub-bab ini adalah mengenai unjuk kerja filter yang dirancang, terdiri dari parameter kopling, permasalahan *second harmonic suppression*, dan hasil dari kinerja rangkaian ekivalen L-C. Analisis rangkaian ekivalen digunakan sebagai data pembanding, apakah filter yang telah difabrikasi sudah sesuai dengan spesifikasi.

4.1.1 Analisa Koefisien Kopling Struktur

Analisis kopling filter adalah cara untuk mengetahui karakteristik kopling filter. Untuk hasil dari filter yang dirancang memiliki tiga buah kopling dengan dua karakteristik, sehingga dari hasil perancangan yang telah dilakukan pada bab sebelumnya terdapat optimasi untuk *outer coupling* (a_1) dan *inner coupling* (a_2).

Nilai dari lebar kopling a_1 akan mempengaruhi lebar BW_{-3dB} dari filter yang dirancang. Untuk mendapatkan $BW_{-3dB} = 500$ MHz maka nilai Q_{ext} faktor dapat dilakukan analisa secara teoritis dan analisa hasil simulasi. Analisa secara teori menggunakan persamaan 2.32-2.33. Karena filter yang dirancang adalah hasil miniaturisasi dari desain filter SIW *double resonator* maka seperti yang telah dilakukan perhitungan di bab 3 nilai pendekatan menggunakan filter Chebyshev yang didapatkan adalah $Q_{e1} = Q_{e2} = 9,4$.



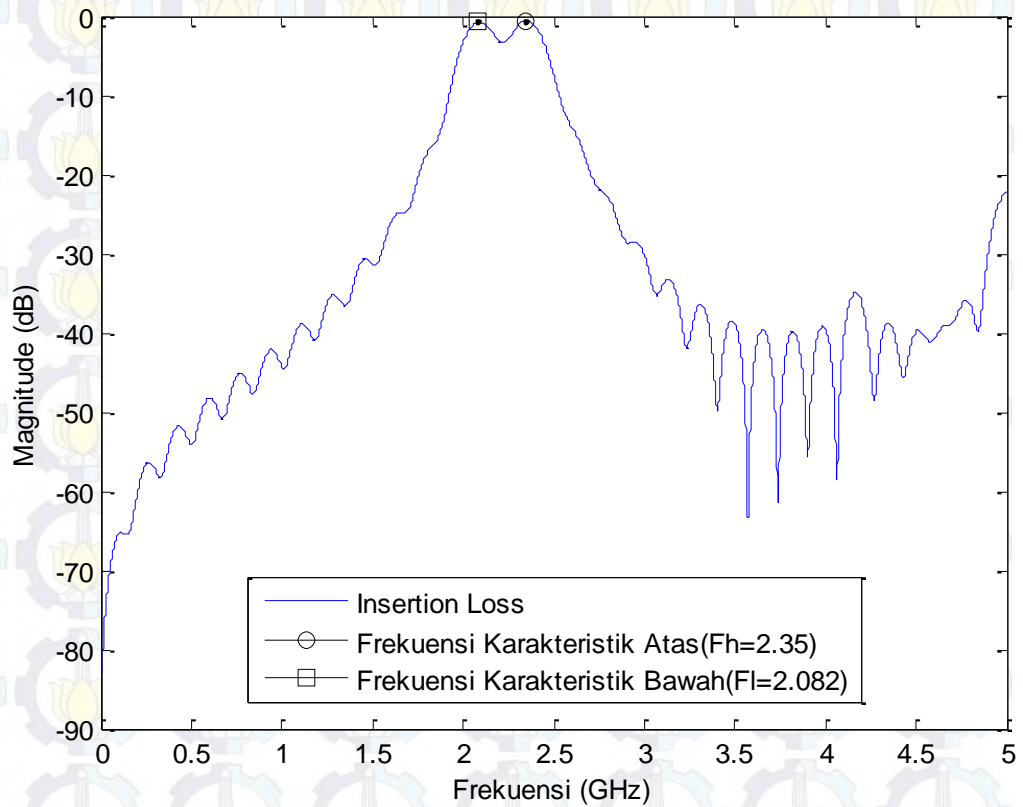
Gambar 4.1 Ekstraksi Faktor Kualitas dengan lebar Kopling $a_1 = 12$ mm

Dan parameter *fractional bandwidth* ($FBW_{\text{karakteristik}}$) = 0,09 merupakan pendekatan dari rentang frekuensi karakteristik sebesar 200 MHz.

Hasil tersebut kemudian dibandingkan dengan karakteristik filter hasil simulasi seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.1 mengenai ekstraksi nilai Q_{ext} terhadap lebar kopling a_1 . Faktor Q_{ext} adalah perbandingan antara frekuensi tengah dengan BW_{-3dB} .

Dari kurva ekstraksi nilai faktor Q_{ext} akan turun dengan bertambahnya lebar kopling a_1 , selanjutnya jika diamati menggunakan persamaan 3.1 dapat dibuktikan jika penurunan faktor kualitas eksternal (Q_{ext}) disebabkan oleh bertambah lebar-nya BW_{-3dB} dari filter yang dirancang. Dari data tersebut $Q_{e1} = Q_{e2} = 9,4$ yang dirancang menggunakan pendekatan filter Chebyshev mendekati kesamaan nilai dengan Q_{ext} hasil simulasi sebesar 9. Dan lebar kopling yang paling optimum untuk desain filter QMSIW - DGS adalah 6,2 mm.

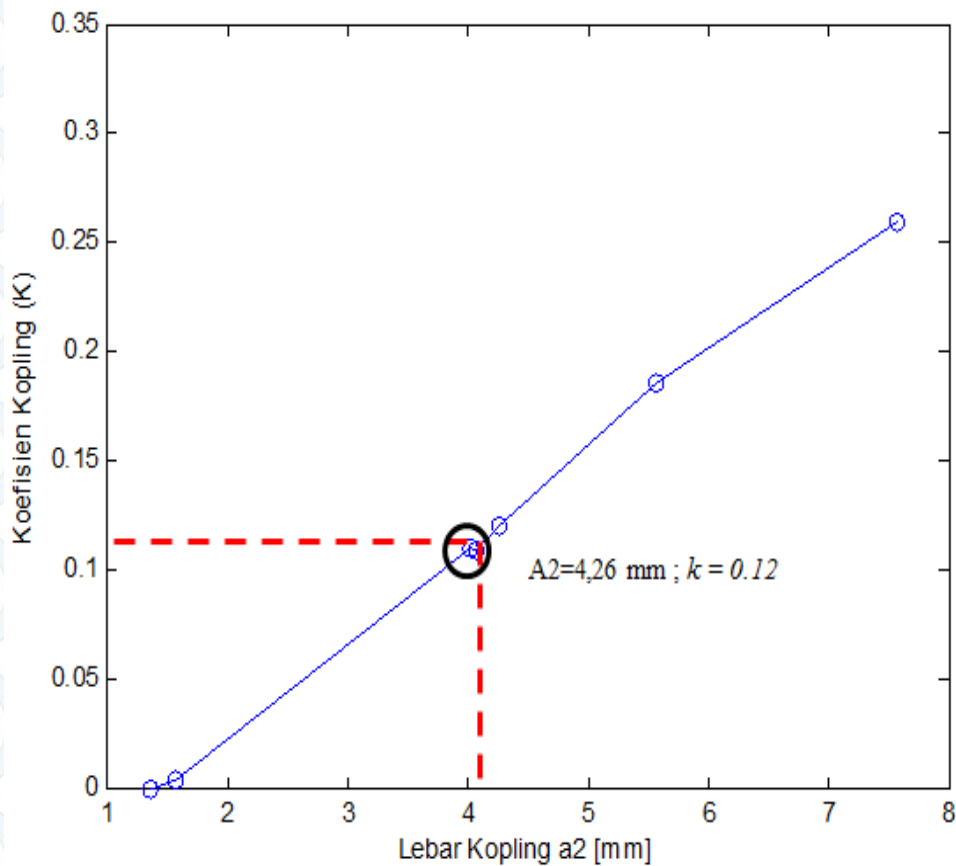
Karena filter hasil perancangan adalah filter dengan karakteristik yang tidak ideal seperti *square bandpass filter*, sehingga nilai dari karakteristik frekuensi puncak harus diperhitungkan



Gambar 4.2 Karakteristik Filter dengan $a_2 = 4.26$

Pada perancangan filter QMSIW dengan DGS terdapat *inner coupling* (a_2) di antara kedua resonatornya. Lebar kopling a_2 ini yang berperan untuk mengatur nilai frekuensi puncak sehingga nilai *frequency cut-off* filter tepat berada pada nilai -3dB pada frequency 2 GHz dan 2.5 GHz.

Dengan pendekatan filter LPF Chebyshev orde 2, didapatkan persamaan 2.31 untuk menghitung koefisien kopling M_{12} dan didapatkan nilai 0.12. filter hasil perancangan mempunyai matrik koefisien kopling dari hasil simulasi yang dinotasikan ($k_{i,j}$) dapat dianalisa menggunakan persamaan 3.2. Nilai koefisien kopling frekuensi puncak terdiri dari f_h untuk frekuensi puncak karakteristik atas dan f_l untuk frekuensi puncak karakteristik bawah. Gambar 4.2 menunjukkan frekuensi karakteristik filter hasil perancangan dengan kondisi yang paling optimal $a_2 = 4,26$ mm.



Gambar 4.3 Koefisien Kopling dengan $a_2 = 4.26$ mm

Analisa matrik kopling koefisien simulasi $k_{i,j}$ dengan parameter $BW_{-3dB} = 500$ MHz, frekuensi tengah $f_c = 2.25$ GHz. Adalah sebagai berikut,

$$k_{i,j} = \begin{bmatrix} 0 & 0.12 \\ 0.12 & 0 \end{bmatrix}$$

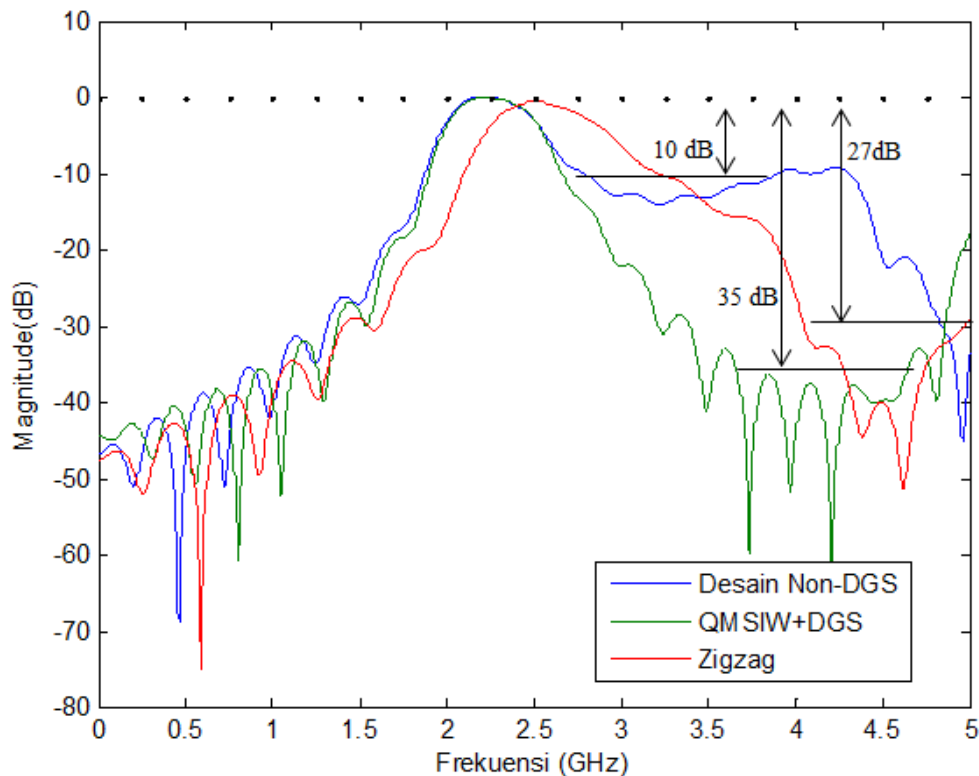
Dengan i dan j dinotasikan sebagai resonator 1 dan 2. Nilai k diperoleh pada saat $f_h = 2.35$ GHz dan $f_l = 2.082$ GHz. Nilai k koefisien kopling simulasi mempunyai kesamaan nilai jika dibandingkan dengan koefisien kopling perancangan M_{12} , Sehingga hal itu dapat dikategorikan bahwa filter hasil rancangan telah memenuhi spesifikasi.

Kurva pada Gambar 4.3 mengilustrasikan iterasi nilai lebar *inner coupling* a_2 yang di ekstraksi untuk mendapatkan nilai koefisien kopling. Dari kurva tersebut juga dapat dilihat bahwa pada lebar kopling $a_2 = 1.37$ mm nilai koefisien kopling tidak berubah atau $k=0$ artinya batas nilai optimal a_2 untuk mengatur *bandwidth -3 dB* dan FBW pada filter hasil perancangan, adalah di atas 1,37 mm.

4.1.2 Selektivitas Filter

Selektivitas filter merupakan parameter utama di samping pertimbangan *bandwidth*. Di dalam analisa selektivitas filter terdapat beberapa parameter yang diamati yaitu: *Second harmonic suppression (dB)*, *insertion loss (dB)*, frekuensi tengah f_c (GHZ), FBW_{-3dB} , BW_{-3dB} , dan skema topologi kopling filter.

Terdapat tiga desain yang akan diamati pada penelitian ini yaitu desain struktur non-DGS mengacu pada desain filter SIW *dual pole* seperti pada Gambar 3.10, desain kedua adalah struktur SIW miniaturisasi dengan metode QMSIW *dual pole* serta penambahan sel unit DGS yang mengacu pada filter rancangan Gambar 3.16, dan sebagai data pembanding adalah struktur filter yang telah penulis publikasikan [39] untuk desain QMSIW menggunakan desain *slot coupling* dengan topologi zigzag.



Gambar 4.4 Selektivitas Filter

Selektivitas filter sangat berkaitan erat dengan kurva S_{21} atau *insertion loss*, kurva S_{21} dalam teori merupakan penampakan nilai magnitudo dalam *decibell* untuk melihat kinerja prosentase sinyal yang dapat ditransmisikan dari

port 1 (*input*) ke port 2 (*output*). Dengan analogi tersebut maka kategori filter yang bagus adalah sebuah filter dapat mentransmisikan sinyal secara maksimum pada lebar pita frekuensi yang dirancang dan dapat menekan seminimal mungkin daya sinyal di luar dari pita frekuensi tersebut. Parameter ini yang selanjutnya disebut *second harmonic suppression (dB)*.

Untuk melakukan penekanan nilai *second harmonic suppression (dB)* dapat dilakukan dengan beberapa cara yaitu: dengan membentuk pola skema topologi filter, dan menambahkan struktur yang disebut sel unit DGS. Perbandingan karakteristik topologi telah dibahas pada bab sebelumnya dimana pada skema topologi zigzag terdapat pola resonansi tambahan dengan kopling a3 dan skema topologi kopling yang digunakan pada filter QMSIW-DGS adalah skema linier dengan dua buah kopling (a1 dan a2) . Untuk perbandingan nilai selektivitas filter dapat dilihat pada Gambar 4.4.

Dari kurva tersebut dapat dilihat bahwa penggunaan sel unit DGS pada filter QMSIW dapat menurunkan nilai *second harmonic suppression (dB)* dari 10 dB ke 35 dB. Jika dihitung maka nilai *S21 out of band rejection* untuk desain QMSIW dengan struktur DGS sebesar 0.03 % daya yang ditransmisi. Sedangkan pada desain yang menggunakan topologi *zigzag* nilai *second harmonic suppression (dB)* adalah 27 dB. Dari karakteristik terlihat bahwa filter dengan struktur QMSIW-DGS memiliki kinerja yang baik di lihat dari karakter selektivitas filter.

Perbandingan selanjutnya adalah melihat kriteria *insertion loss (dB)* untuk setiap frekuensi kerja filter, frekuensi tengah $f_c(\text{GHz})$, $\text{FBW}_{-3\text{dB}}$, $\text{BW}_{-3\text{dB}}$, dan skema topologi kopling filter dapat dilihat di Tabel 4.1, mengenai perbandingan parameter kerja filter.

4.1.3 Analisa Kopling Rangkaian Ekuivalen

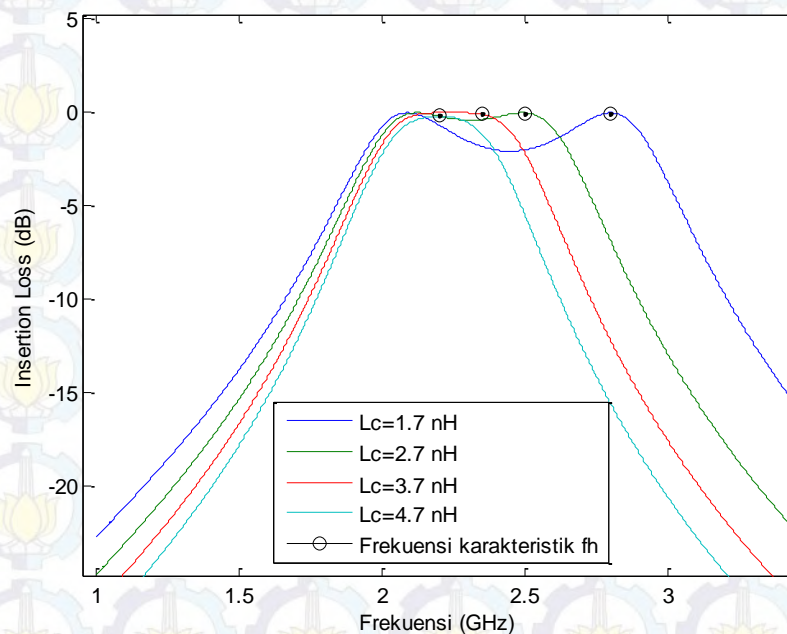
Rangkaian ekuivalen merupakan rangkaian identitas yang digunakan sebagai pendekatan nilai karakteristik sebuah filter mikrostrip. Menurut referensi [40] untuk struktur filter dengan desain QMSIW-DGS dapat didekati

menggunakan rangkaian L-C paralel yang diilustrasikan seperti pada Gambar 3.33.

Tabel 4.1 Perbandingan Kinerja Filter

Desain	Skema topologi kopling	Jumlah resonator	f_c (GHz) & FBW_{-3dB}	BW_{-3dB} (MHz)	2nd harmonic (dB)	Insertion Loss (dB)
SIW Non-DGS	Linier	2	2.25 & 22%	500	10	-0.172
QMSIW +DGS	Linier	2	2.25 & 22%	500	-35	-0.17
QMSIW	zigzag	2	2.56 & 22%	500	-27	-0.8

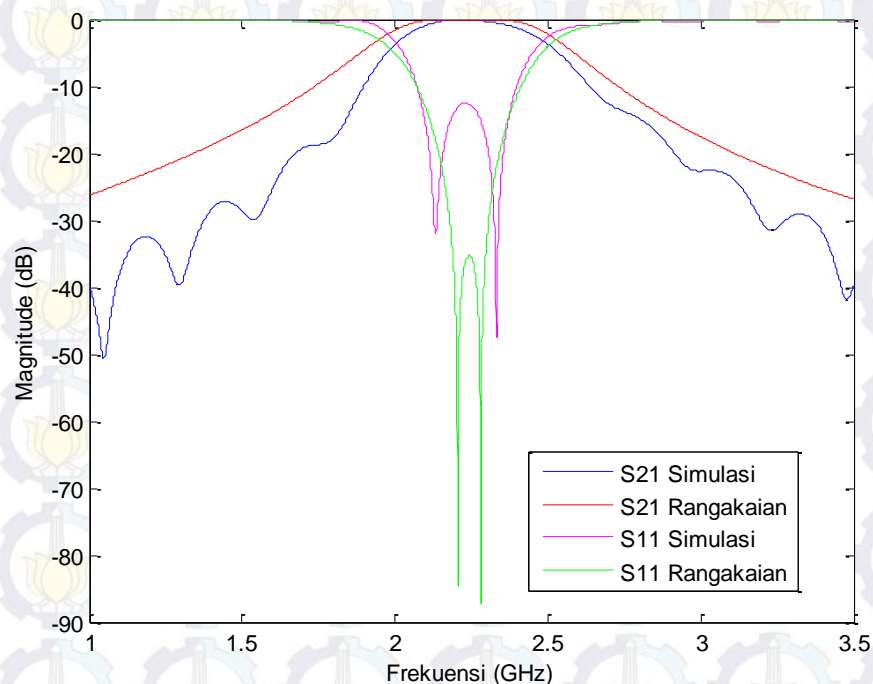
Perhitungan L dan C untuk resonator dirancang pada *attenuation pole low frequency* 1,9 GHz dan *frequency carrier* 2 GHz. *Attenuation pole frequency* adalah frekuensi dimana nilai magnitudo *insertion loss* (S21) dalam skala linier berada pada nilai 0, artinya pada frekuensi itu diharapkan tidak ada daya sinyal yang dilewatkan.



Gambar 4.5 Karakteristik Rangkaian Ekuivalen

Kopling-kopling yang diperoleh dari struktur QMSIW-DGS didekati menggunakan tiga buah induktor. Untuk pendekatan kopling a1 dengan melakukan pendekatan pada nilai $L_1 = L_6 = L_v = 0,9 \text{ nH}$ nilai tersebut dapat dihitung menggunakan persamaan nilai induktansi *via* [41]. yang paling penting adalah perancangan induktansi kopling a2 adalah $L_4 = L_c$, karena pada kopling ini lebar $BW_{-3\text{dB}}$ diperoleh. Perubahan nilai L_c dapat dilihat pengaruhnya terhadap FBW karakteristik pada ilustrasi Gambar 4.5. Hampir sama dengan karakteristik perubahan lebar kopling a2 dengan perubahan L_c semakin besar maka nilai f_h untuk frekuensi puncak karakteristik atas bergeser ke kiri.

Dari Ilustrasi kurva tersebut dapat dianalisa bahwa karakteristik untuk $L_c = 4,7 \text{ nH}$ tidak dapat diperoleh nilai FBW karakteristik-ny karena nilai $f_h = f_l$ sehingga filter dengan $L_c = 4,7 \text{ nH}$ adalah filter dengan pita sempit sehingga kriteria filter nya bisa dilakukan penyederhanaan struktur dari *dual mode* ke *single mode*.



Gambar 4.6 Perbandingan Filter Dengan Pendekatan rangkaian L-C Seri

Untuk mendapatkan nilai L_c selain dapat dilakukan secara praktis dengan mengubah-ubah nilai di simulasi, terdapat juga pendekatan secara teori

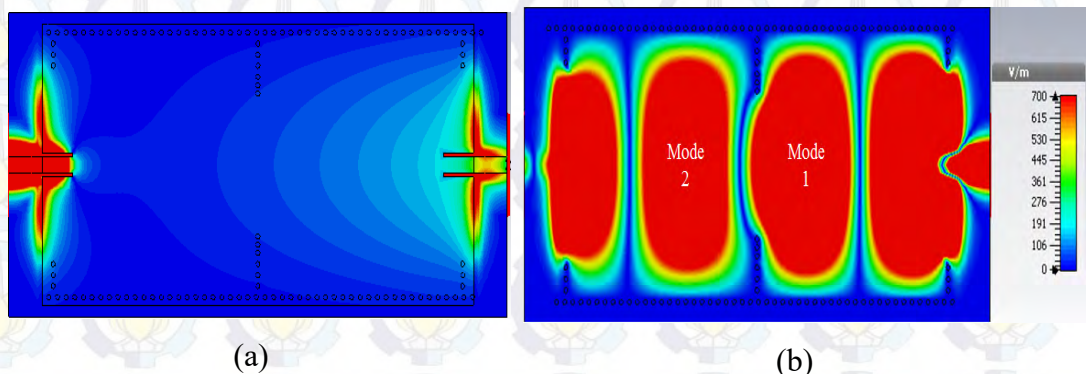
menggunakan persamaan dasar L-C paralel seperti pada persamaan 3.7. *Attenuation pole high frequency* yang digunakan adalah 2,6 GHz dan dengan mengasumsikan nilai $C = 1\text{pF}$ maka nilai induktansi kopling $L_4=L_c$ dapat dihitung sebesar 3,7 nH. Hasil Perbandingan desain filter simulasi dan rangkaian ekivalen ditunjukkan pada Gambar 4.6.

4.1.4 Distribusi Medan E (*E-Field*)

Seperti kebanyakan komponen mikrostrip untuk menunjukkan pola resonansi dari filter yang telah dirancang, maka pada sub-bab ini dibahas mengenai pola E-field dari model filter yang dirancang.

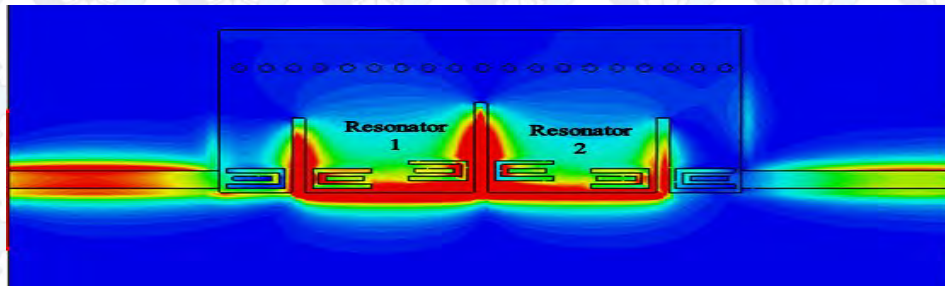
Selain melalui perbandingan perhitungan ukuran resonator penilaian miniaturisasi juga dapat dibandingkan melalui visual *E-field*. Untuk desain filter QMSIW dapat dilihat bahwa daerah resonansi yang diambil hanya seperempat dari pola resonansi yang terdapat pada filter *dual resonator* SIW. Penampakan dari E-field struktur filter SIW dan filter QMSIW-DGS dapat dilihat pada Gambar 4.7 dan Gambar 4.8.

Dari gambaran tersebut dapat dilihat bahwa fungsi dari *array via* adalah sebagai *waveguide* terhadap sinyal elektromagnetik medan E yang dilewatkan. Analisa yang didapatkan dari hasil pengamatan pola perambatan medan E adalah warna pada resonansi –nya, untuk filter SIW nilai magnitudo/meter yang paling maksimum berada pada *feed line* yang kemudian merambat dan beresonansi pada masing-masing *cavity resonator*, nilai medan E maksimum-nya adalah 700 V/m yang diilustrasikan dengan warna merah.

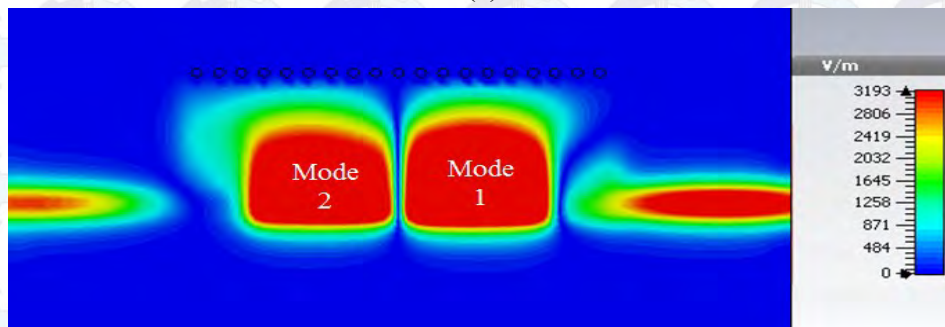


Gambar 4.7 Pola E-Field filter SIW. (a) top layer. (b) bottom Layer

Untuk struktur QMSIW dengan penambahan sel unit DGS pada Gambar 4.8 dapat dilihat bahwa hanya seperempat bagian dari distribusi medan E yang dimanfaatkan. Nilai distribusi medan E maksimum-nya adalah 3193 V/m yang ditunjukkan dengan warna merah.



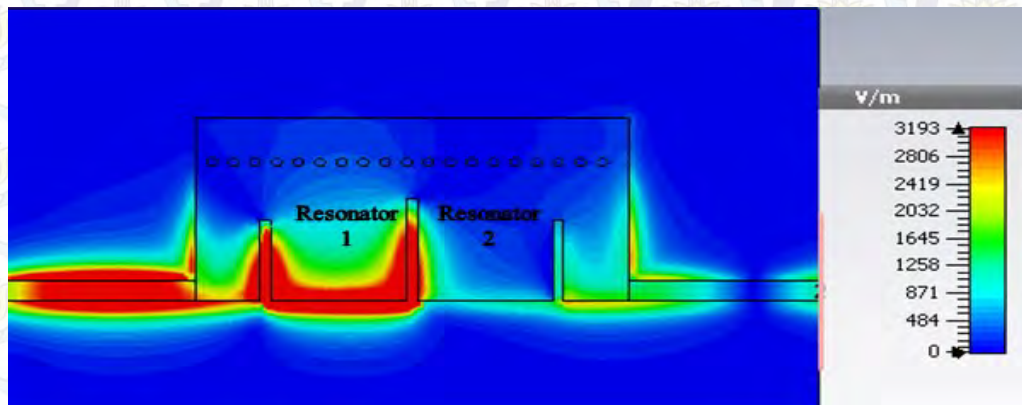
(a)



(b)

Gambar 4.8 Pola E-Field filter QMSIW-DGS. (a) top layer. (b) bottom Layer

Dari Gambar 4.8 dan Gambar 4.9 dapat dibandingkan distribusi medan E yang dilewatkan pada filter dengan desain struktur QMSIW-DGS dan struktur QMSIW. Dapat dilihat pada simulasi medan E *top layer* bahwa dengan menambahkan sel unit DGS dapat mempengaruhi distribusi medan E pada resonator ke-2.



Gambar 4.9 Pola E-Field filter QMSIW top layer

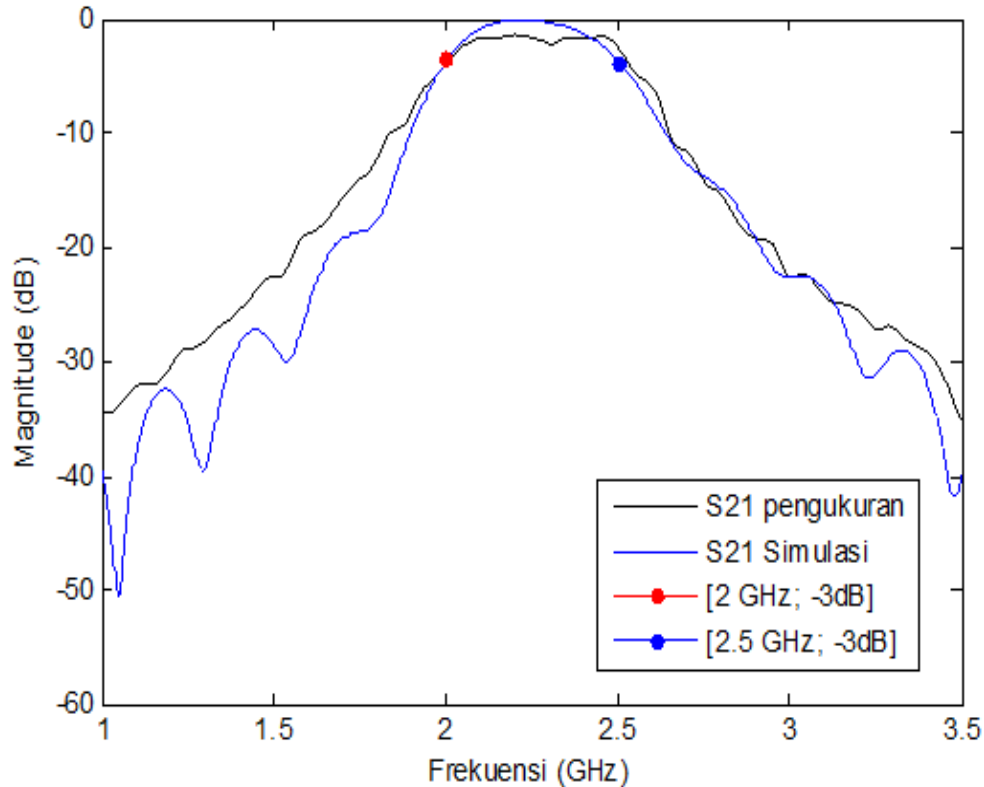
Dari penampakan tersebut pada resonator ke-2 dengan struktur DGS memiliki distribusi medan E yang hampir menyerupai pola di resonator pertama. Hal ini sesuai dengan teori bahwa dengan menambahkan struktur DGS yang *etched* pada area mikrostrip menyebabkan distribusi arus pada daerah itu akan terganggu. Gangguan tersebut akan merubah karakteristik dari saluran transmisi yaitu: nilai kapasitansi dan induktansi.

4.2 Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran

Analisa selanjutnya adalah membandingkan hasil dari simulasi yang telah dioptimasi dengan hasil dari pengukuran terhadap filter yang telah difabrikasi. Ada beberapa parameter pengamatan yaitu : S-Parameter (S_{21} dan S_{11}), *group delay*, impedansi, *bandwidth*, faktor Q_{ext} pengukuran dan total reduksi filter.

4.2.1 Insertion Loss (S_{21}) dan Faktor kualitas

Pengamatan nilai S-parameter pengukuran dilakukan untuk melihat seberapa besar sinyal yang ditransmisikan dari port 1 ke port 2 (S_{21}).



Gambar 4.10 Kurva S_{21} Pengukuran dan Simulasi

Hasil pengamatan *Insertion Loss (S21)* simulasi dan pengukuran ditampilkan pada Gambar 4.10. Pada gambar dapat dilihat adanya penurunan level *insertion loss* 1,67 dB pada lebar frekuensi karakteristik. Jika dilihat dari frekuensi tengah (f_c) di 2,25 GHz nilai S21 hasil pengukuran menunjukkan angka -1,754 dB, yang menandakan bahwa di frekuensi tersebut persentase daya yang ditransmisikan adalah 66,8 %. Hal ini dapat disebabkan oleh ketidaksempurnaan fabrikasi dan pemasangan konektor dengan impedansi yang kurang *match* atau tidak berada pada nilai 50Ω.

Perbandingan lebar *bandwidth* Jika dilihat dari *frequency cut off -3 dB* antara hasil simulasi dan pengukuran dapat dilihat pada Tabel 4.2.

Tabel 4.2 Perbandingan *bandwidth* Simulasi dan Pengukuran

Hasil	Frekuensi <i>cut off</i> <i>Low</i> (GHz)	Level Daya (dB)	Frekuensi <i>cut off</i> <i>High</i> (GHz)	Level Daya (dB)	Banwidth (MHz)
Simulasi	2	-3,02	2,5	-3,05	500
Pengukuran	2	-3,2	2,51	-3,1	510

Dari tabel tersebut dapat diketahui bahwa lebar *Bandwidth* simulasi dan pengukuran tidak mengalami pergeseran frekuensi yang signifikan.

Faktor Q eksternal merupakan parameter kunci untuk menentukan kriteria BW_{-3dB} , dengan menggunakan pendekatan yang sama untuk menghitung Q_{ext} saat simulasi dan dapat dihitung sebagai berikut:

$$Q = \frac{2 \times 2,255}{(2,51 - 2)} = 8,84$$

Faktor kualitas hasil pengukuran yang didapat lebih kecil dari simulasi, hal ini karena terjadi pelebaran $BW_{-3}=510$ MHz. Apabila dibandingkan dengan hasil perancangan dengan menggunakan filter chebyshev diperoleh kesalahan sebesar 5,95 %.

Titik acuan -3 dB menunjukkan posisi frekuensi *cut-off* atas dan bawah yang dimiliki oleh filter dan menunjukkan bahwa 50% dari daya sinyal yang diterima filter mampu ditransmisikan ke beban. Untuk menilai kriteria UWB

dapat dihitung menggunakan persamaan 2.1, parameter yang digunakan adalah frekuensi *cut-off* -3dB. Hasil perhitungannya adalah sebagai berikut:

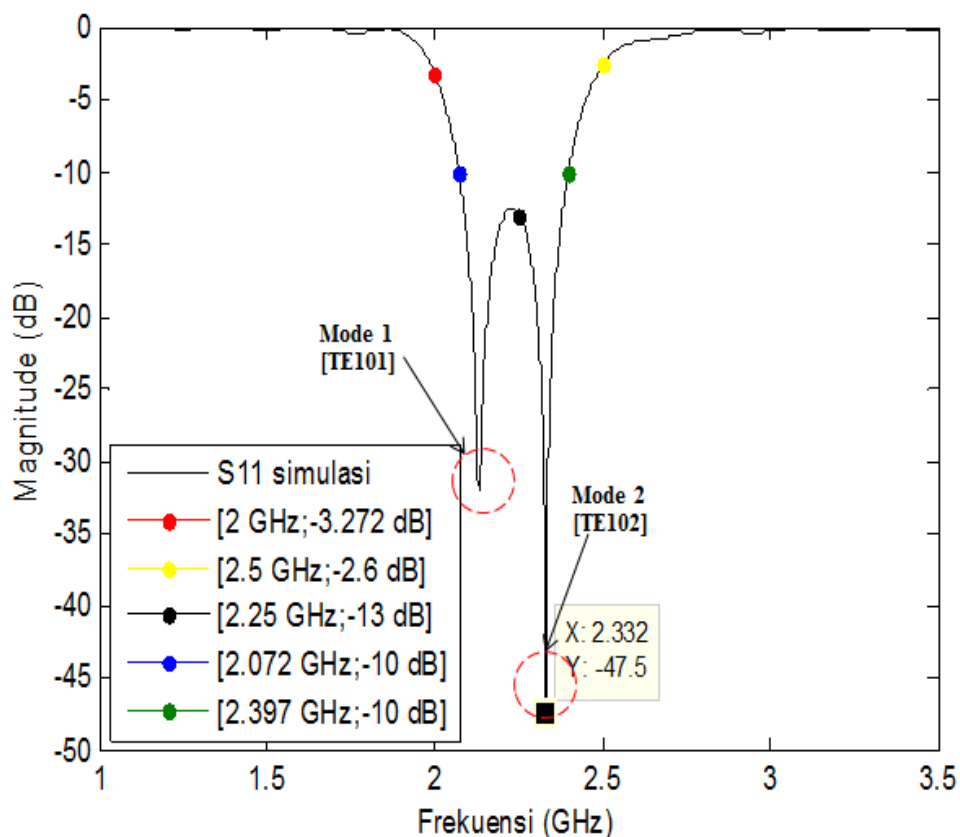
$$FBW = \frac{2 (2,51 - 2)}{(2,51 + 2)} = 0.226 \approx 22\%$$

Dari perhitungan tersebut filter hasil fabrikasi telah memenuhi syarat sebagai filter *ultra wide band (UWB)* dengan $FBW=22\%$

4.2.2 Return Loss (S11)

Return loss parameter merupakan parameter yang penting untuk mengukur seberapa besar koefisien pantul sinyal yang kembali ke *port 1* (input) yang dinotasikan dalam *decibell*. Kondisi *return loss* hasil simulasi digambarkan pada Kurva 4.11.

Pada ilustrasi kurva S11 hasil simulasi nilai pada frekuensi *cut-off* bawah 2GHz dan pada frekuensi *cut-off* atas berada pada nilai yang mendekati -3dB, artinya 50% daya sinyal akan dipantulkan kembali ke sumber dan 50% lagi akan ditransmisikan ke beban (port 2).



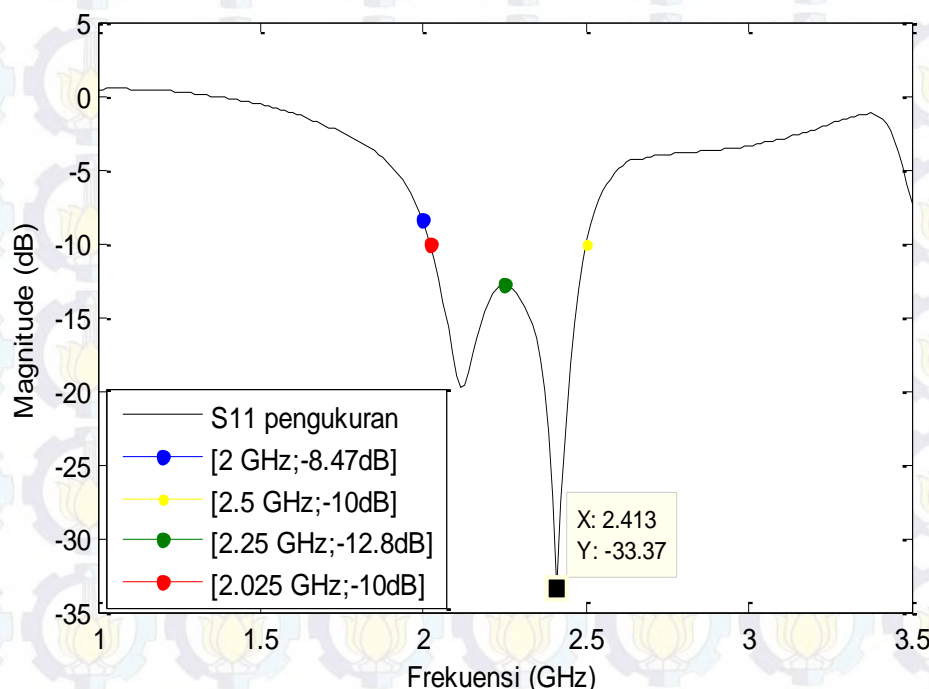
Gambar 4.11 Kurva Return Loss Simulasi

Lebar pita frekuensi yang optimal untuk nilai *return loss* -10 dB didapatkan pada pita 2,072 GHz-2,397 GHz dengan nilai S11 terendah atau yang mendekati kondisi match diperoleh di frekuensi 2,33 GHz sebesar -47,5 GHz.

Untuk kondisi frekuensi *out of band rejection* diamati pada frekuensi 2,7 GHz memiliki kondisi selektivitas yang baik jika dibandingkan dengan filter yang difabrikasi, dimana nilai prosentase daya yang kembali ke port 1 adalah 86%.

Dalam pengukuran yang telah dilakukan dilakukan pengamatan pada frekuensi *cut-off*, frekuensi tengah dan frekuensi dengan $VSWR \leq 2$ sehingga pengamatan juga dilakukan pada frekuensi dengan nilai $S_{11} = -10\text{dB}$.

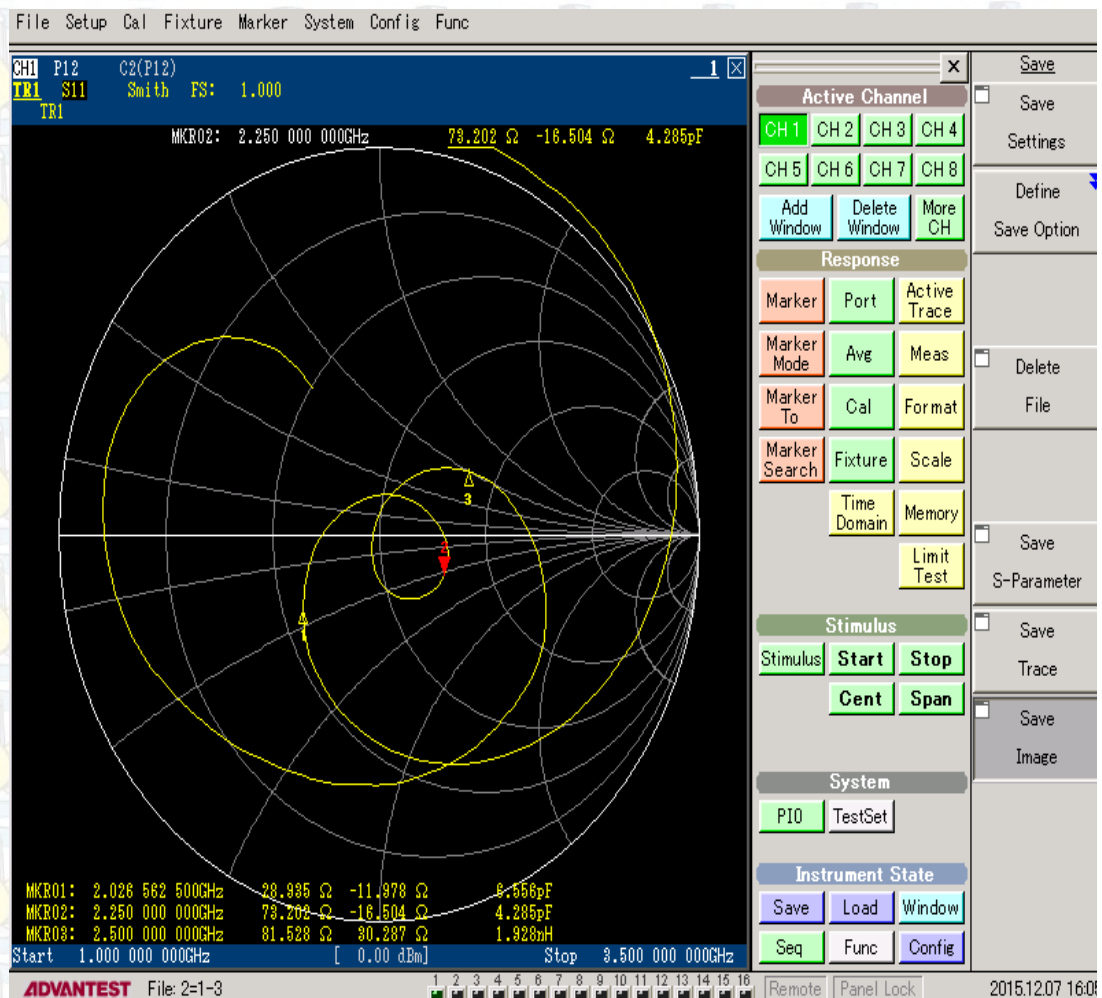
Hasil dari pengukuran diilustrasikan pada Gambar 4.12. Dari gambar tersebut dapat dianalisa bahwa pada frekuensi *cut-off* bawah 2 GHz didapatkan nilai $S_{11} = -8,47\text{ dB}$, pada titik ini koefisien pantul ($|r|=0,377$) sehingga VSWR yang didapat adalah 2,2. Hal ini mengindikasikan bahwa daya sinyal yang direfleksikan adalah sebesar 14 %. Untuk frekuensi *cut-off* atas 2,5 GHz didapatkan koefisien pantul ($|r|=0,3$) sehingga VSWR yang didapat adalah 1,85 dengan besar daya sinyal yang direfleksikan adalah 10%.



Gambar 4.12 Kurva *Return Loss* Pengukuran

Dari data yang ada dapat disimpulkan bahwa filter ini akan bekerja optimal dengan $VSWR \leq 2$ pada frekuensi 2,025 GHz - 2,5 GHz dengan nilai S11 adalah -10 dB, dan untuk nilai S11 yang paling kecil atau dalam kondisi *match* $Z_o = Z_L$ pada frekuensi 2,4 GHz dimana nilai VSWR nya adalah 1.

Ditinjau dari hasil simulasi dan pengukuran dapat dilihat bahwa filter hasil fabrikasi memiliki kinerja yang lebih baik untuk respon S11 pada frekuensi kerja, hal ini ditinjau dari lebar pita pada S11 -10 dB hasil pengukuran menunjukkan hasil 475 MHz. Namun untuk *out of band rejection* antara simulasi dan pengukuran terdapat perbedaan, disebabkan oleh perubahan nilai impedansi di sumber (Z_o) dan impedansi beban (Z_L) saat simulasi dan kondisi pengukuran. Untuk selanjutnya akan dibahas pada sub-bab impedansi.

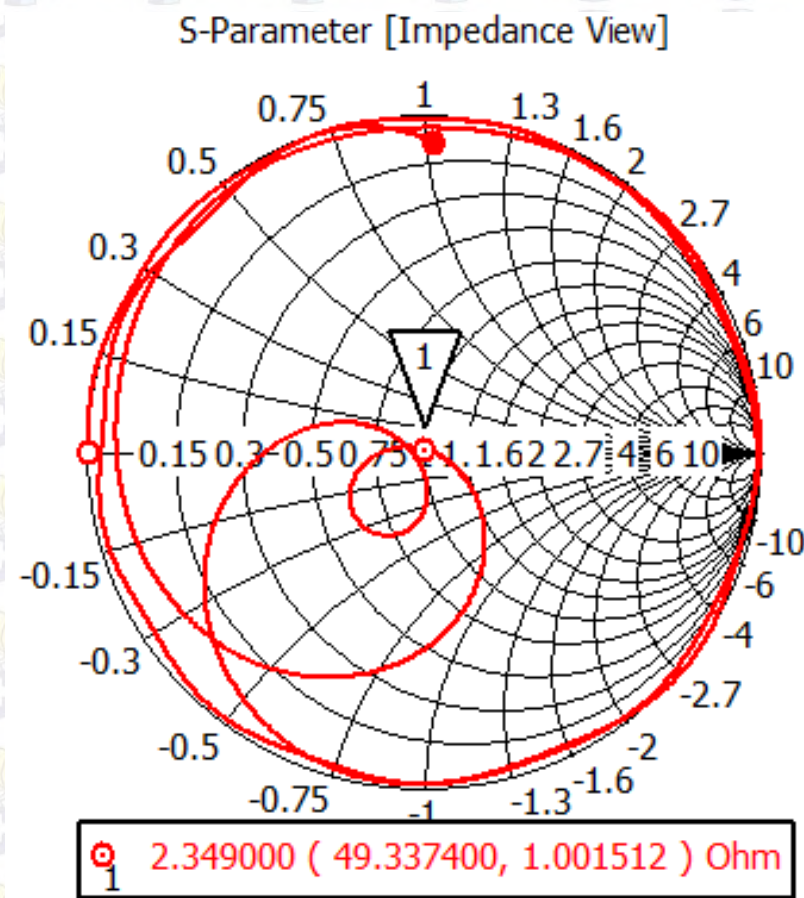


Gambar 4.13 Smith Chart Impedansi Pengukuran

4.2.3 Impedansi

Seperti yang telah dibahas sebelum-nya bahwa karakteristik perangkat elektromagnet seperti antena dan filter, akan memiliki performansi yang optimal ketika nilai impedansi sumber ($Z_o = Z_L$) atau ketika kondisi *match*.

Saat kondisi ini saluran transmisi akan bekerja maksimal karena nilai $VSWR = 1$, artinya tidak ada daya sinyal yang dipantulkan kembali ke sumber. Hasil pengamatan impedansi pengukuran ditampilkan pada Gambar 4.13.



Gambar 4.14 Simulasi Smith Chart Impedansi

Namun pada kenyataan-nya sangat sulit untuk mencapai kondisi ideal tersebut di sepanjang frekuensi kerja. Di samping itu perbedaan kondisi antara simulasi dan pengukuran juga menyebabkan perbedaan nilai impedansi, karena untuk filter hasil fabrikasi dibutuhkan pemasangan konektor di saluran transmisi/*feed line*. Analisa impedansi pada beban (Z_L) dapat menggunakan persamaan 4.1 sebagai berikut,

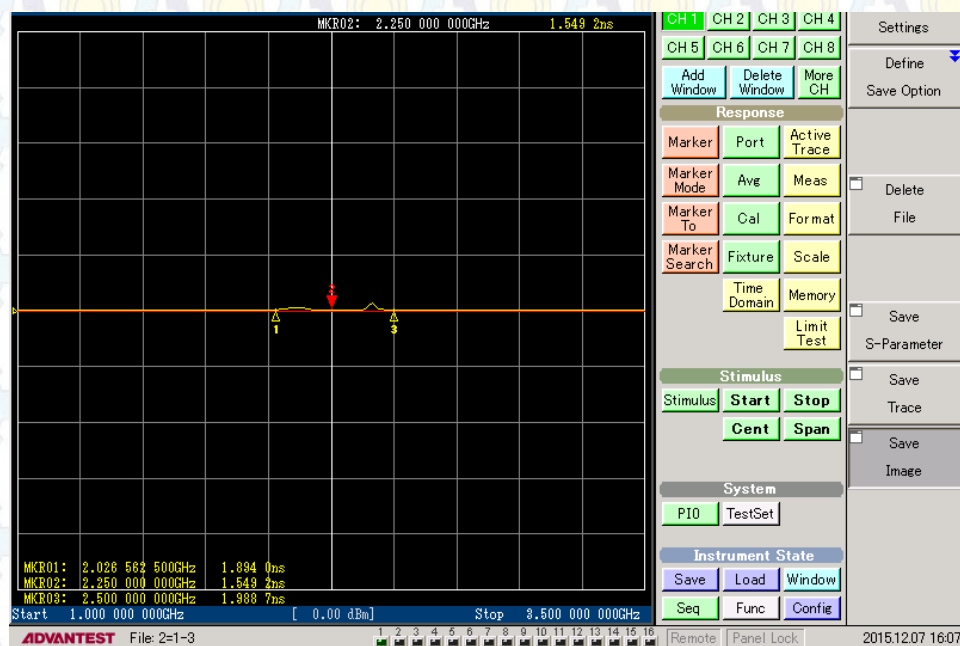
$$Z_L = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \times Z_o \quad (4.1)$$

Parameter S11 dilihat dalam notasi sebagai bilangan kompleks, dan untu $Z_o=50\Omega$ ditinjau dari perancangan saluran transmisi di Bab 3. Hasil dari perhitungan impedansi saat simulasi dan impedansi yang didapatkan saat pengukuran dapat dilihat di Tabel 4.3.

Tabel 4.3 Perbandingan Impedansi

Frekuensi (GHz)	Z_L Simulasi (Ω)	Z_L Pengukuran (Ω)
2	12,7	28,9
2,25	34	73
2,5	39,4	81

Untuk mendapatkan kondisi impedansi yang mendekati *match* akan dibandingkan dengan hasil simulasi di frekuensi 2,1 GHz dan 2,349 GHz dimana pada kedua nilai ini memberikan nilai s11 -20dB dan -47dB. Nilai impedansi-nya adalah 42 Ω dan 50 Ω seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.14. Dan Hasil untuk impedansi hasil pengukuran akan mendekati *match* pada frekuensi 2,1 GHz dan 2,4 GHz.

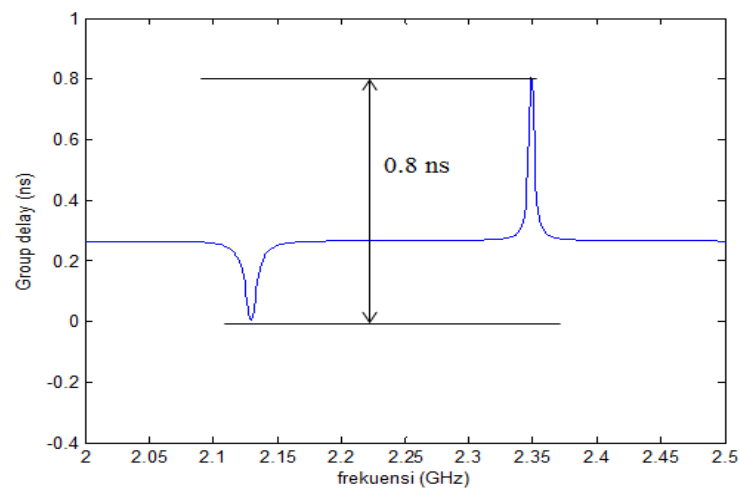


Gambar 4.15 Pengukuran *Group Delay* S11

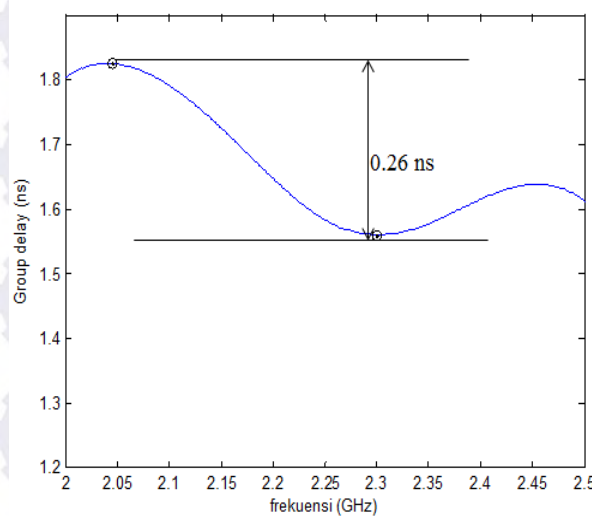
4.2.4 Group Delay

Hasil pengamatan dari *group delay* pada filter hasil fabrikasi menunjukkan selisih 0,439 ns dari puncak ke puncak faktor delay S11. Dari Gambar 4.15 dapat dilihat bahwa puncak delay paling tinggi terletak pada frekuensi *cut-off* atas 2,5 GHz sebesar 1,9ns.

Sebagai data pembanding pada Gambar 4.16, diperoleh hasil simulasi *delay* pada S11 sebesar 0,8 ns dan untuk S21 0,26 ns. Filter hasil perancangan memiliki kriteria *group delay* yang *maximally flat* pada kondisi *pass band*. Oleh karena itu untuk menganalisa maka dicari varian data dari *group delay* dan diperoleh sebesar 0,01 untuk delay S11, dan 0,0086 untuk kriteria *delay* S21.



(a)

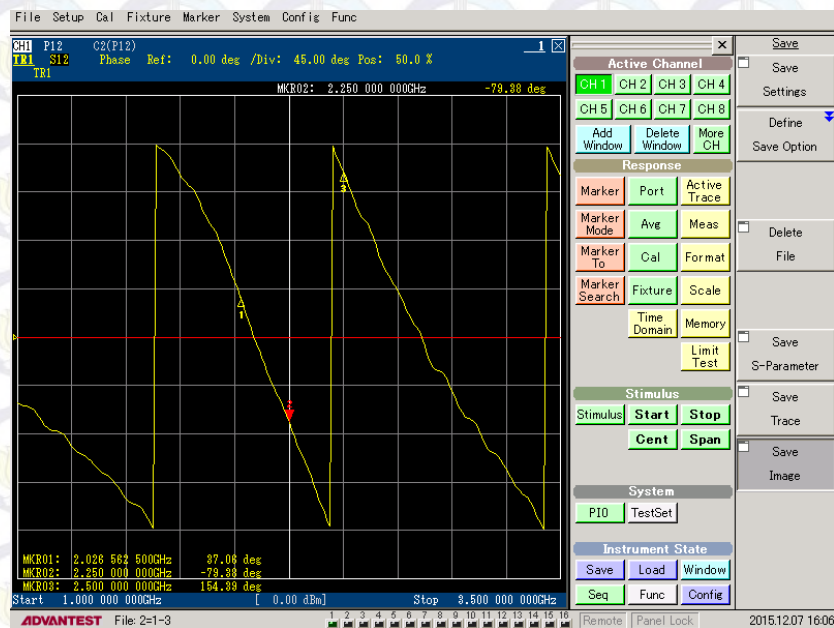


(b)

Gambar 4.16 *Group Delay*. (a)S11. (b)S21

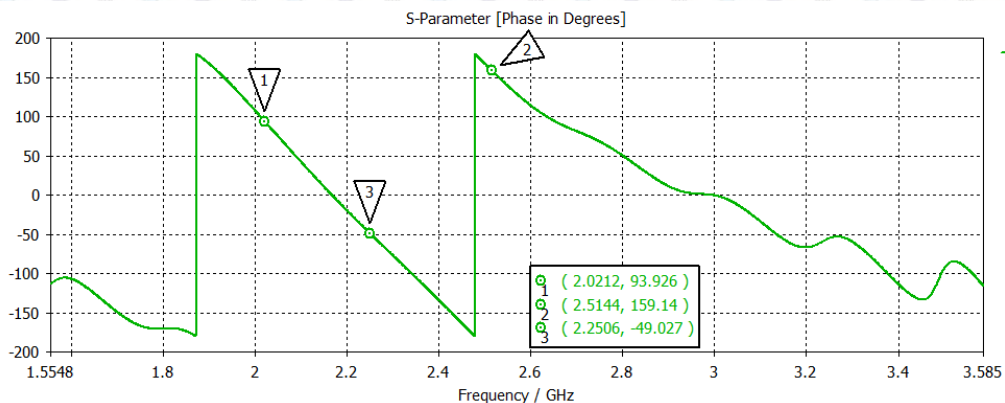
4.2.5 Phase

Analisa phase dapat digunakan untuk menilai kinerja perangkat elektromagnet ketika mentransmisikan sinyal ke beban, hal ini sangat penting untuk dianalisa apabila perangkat tersebut mempunyai multi *port* seperti perangkat *power divider* (S21 dan S31).



Gambar 4.17 Pengukuran Phase

Namun karena filter merupakan sebuah perangkat elektromagnet yang dirancang dengan dua *port*. Sehingga kriteria S-parameter dari sumber ke beban hanya terdapat pada nilai *insertion loss* (S21). Sehingga untuk kondisi ini secara praktis pergeseran phase bukan merupakan parameter utama dalam perancangan. Gambar 4.17 mengilustrasikan phase dari pengukuran.

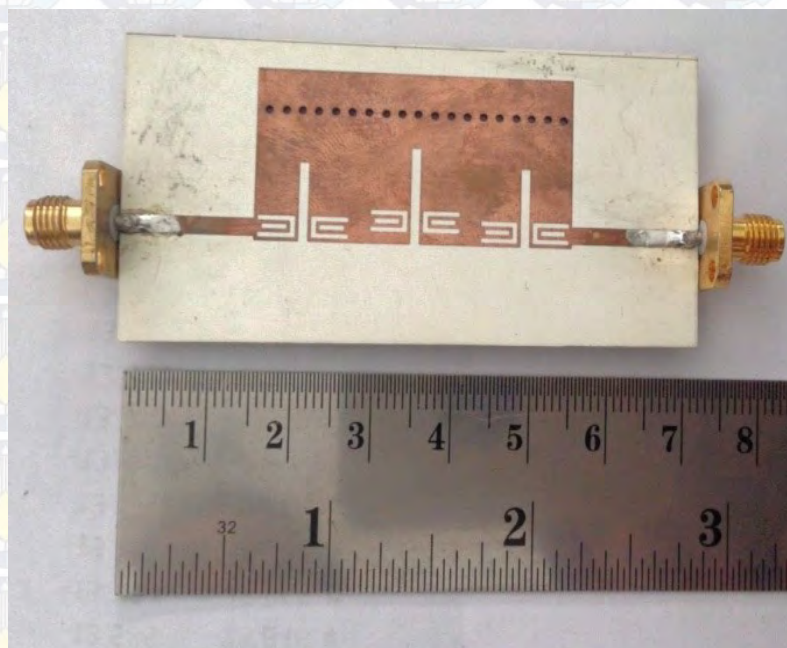


Gambar 4.18 Simulasi Phase

Analisis hanya dapat dilakukan dengan membandingkan berapa phase yang diperoleh dari simulasi dan pengukuran. Hasil phase S21 dari simulasi dapat dilihat pada Gambar 4.18. Dari kedua gambar tersebut dapat dilihat pada frekuensi 2 GHz phase saat pengukuran adalah 37° dan pada frekuensi yang sama saat simulasi phase yang diperoleh adalah 93° .

4.2.6 Perbandingan Parameter dan Total Reduksi Filter

Gambar 4.19 menggambarkan tentang hasil fabrikasi dari filter yang telah dirancang. Karena filter ini menggunakan pendekatan miniaturisasi QMSIW artinya secara teori perhitungan panjang (W) dan lebar (L) dapat menghemat 75 % dari desain geometri filter SIW.



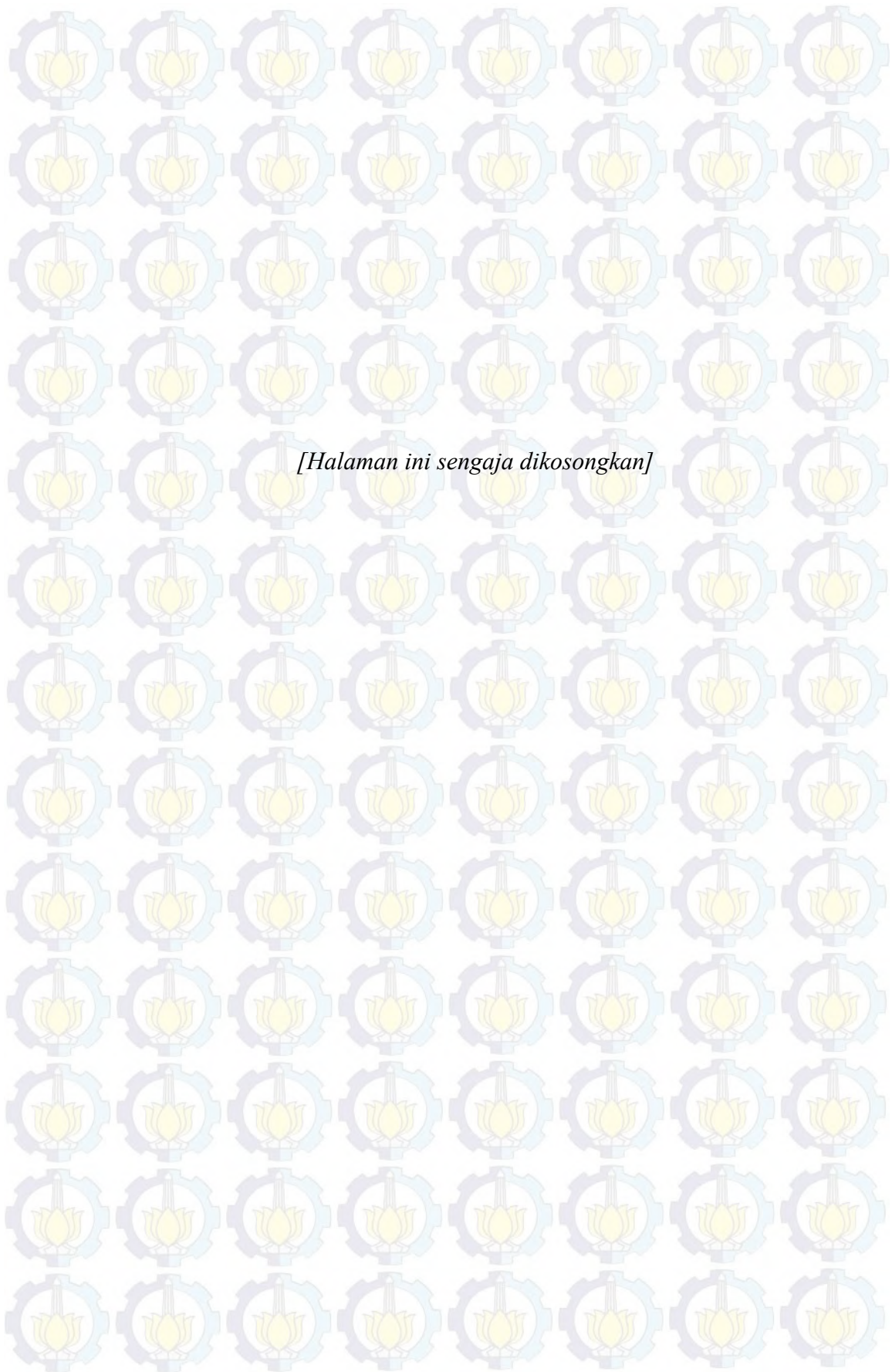
Gambar 4.19 Hasil Fabrikasi Filter

Sebagai perbandingan perancangan adalah filter SIW *dual mode* memiliki ukuran resonator $W \times L = 45 \times 48$ mm. Untuk filter QMSIW-DGS memiliki ukuran resonator $W \times L = 18.94 \times 15.57$ mm. Sehingga dari ukuran luas resonator filter ini telah mereduksi 86,3 % struktur. Dengan kriteria tersebut filter ini dapat dikategorikan filter *Quarter SIW*. Dan untuk ukuran total filter yang

dirancang dapat mereduksi 49 %. Hasil perbandingan parameter kinerja filter hasil pengukuran dan simulasi secara lengkap ditunjukkan di Tabel 3.1.

Tabel 4.4 Perbandingan Lengkap Kinerja Filter

Parameter	Simulasi	Pengukuran
Frekuensi <i>cut-off high</i> (GHz)	2,5	2,51
Frekuensi <i>cut-off low</i> (GHz)	2	2
FBW _{-3dB}	22%	22,6%
Lebar Pita Frekuensi untuk S11= -10dB (MHz)	325	475
Bandwidth (MHz)	500	510
Impedansi pada frekuensi 2,25 GHz	34	73



[Halaman ini sengaja dikosongkan]

BAB 5

PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan dari tujuan dan apa yang telah dikerjakan pada penelitian ini tentang Perancangan Bandpass Filter Berbasis Substrate Integrated Waveguide (SIW) dengan Metode Defected Ground Structure (DGS) untuk Aplikasi Ground Penetrating Radar (GPR) Ultra Wideband (UWB), yang meliputi simulasi, fabrikasi, dan pengukuran. Terdapat beberapa kesimpulan yang dapat diambil sebagai berikut,

1. Perancangan BPF filter untuk aplikasi UWB-GPR pada rentang frekuensi 2-2,5 GHz menggunakan pendekatan *dual cavity resonator* dengan dua macam kopling (*outer* dan *inner*). Sehingga pada hasil akhir optimasi Filter SIW diperoleh desain dengan ukuran 95 x 105 mm.
2. Untuk mendapatkan karakteristik *second suppression rejection* sebesar 35 dB pada BPF dengan struktur SIW dapat menggunakan struktur geometri DGS dengan teknik *triple cell* dan *slot coupling*.
3. Dengan penambahan struktur DGS, diperoleh *fractional bandwidth* (FBW) pada nilai -3 dB sebesar 22,2%. Nilai FBW dengan penambahan desain DGS diperoleh pada karakteristik frekuensi atas ($f_h = 2,35$ GHz) dan karakteristik frekuensi bawah ($f_l = 2,082$ GHz)
4. Metode yang tepat untuk melakukan miniaturisasi desain filter SIW dapat menggunakan teknik *quarter substrate integrated waveguide* (QMSIW), dengan *triple cell* DGS. Dan dengan teknik ini mampu mereduksi ukuran resonator filter SIW hingga 86,3%

5.2 Saran

Dari penelitian yang dilakukan masih terdapat beberapa hal yang bisa disempurnakan untuk penelitian selanjutnya. Berikut saran-saran untuk pengembangan penelitian Perancangan Bandpass Filter Berbasis Substrate

Integrated Waveguide (SIW) dengan Metode Defected Ground Structure (DGS) untuk Aplikasi Ground Penetrating Radar (GPR) Ultra Wideband (UWB).

1. Penelitian dapat dikembangkan dengan melakukan modifikasi untuk merubah struktur DGS menjadi *CRLH composite structure* atau menggunakan teknik *Broadside-Coupled*, hal ini dimaksudkan agar kontrol *attenuation pole frequency* bisa direncanakan.
2. Pengembangan dengan mengintegrasikan *zigzag coupling* dengan komponen DGS juga bisa dilakukan. Untuk aplikasi pada filter dengan bandwidth yang lebar.
3. Untuk hal yang lebih luas selain melakukan penelitian untuk *electromagnetic modelling* dengan struktur SIW- DGS, teknik ini diharapkan bisa melakukan *tunable frequency*, untuk kepentingan *Ground Penetrating Radar*.

Daftar Pustaka

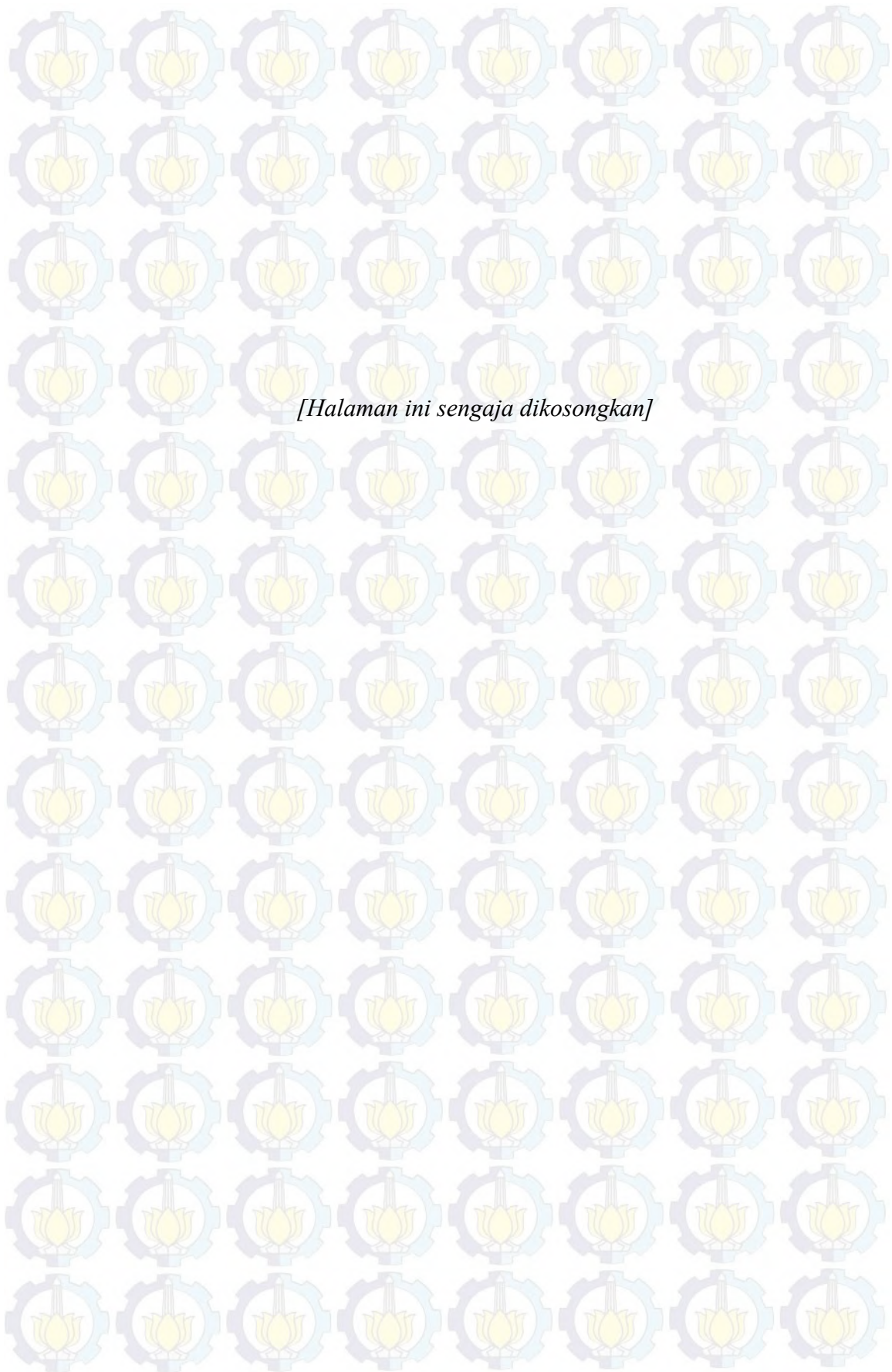
- [1] FCC, (2002), *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wide-Band Transmission System, First Note and Order Federal Communication Commission*, ET-Docket 98-153.
- [2] Oppermann, Ian., (2004), *Ultrawideband Theory And Application*, 1st edition, John Wiley & Sons, Inc., New York .
- [3] M. Z. Win, D. Dardari, A. F. Molisch, W. Wiesbeck, J. Zhang, (2009), "History and Applications of UWB", *Proc. IEEE*, vol. 92, No. 2, Hal. 198–204.
- [4] Anil Kumar Mandalanka, (2013), *UWB Pulse Generation for GPR Applications*, Tesis Master, National Institute of Tech. Rourkela, India.
- [5] Gary Breed, (2005), "A Summary of FCC Rules for Ultra Wideband Communications," *High Frequency Electronics*.
- [6] Y. Yu, J. Yang, T. McKelvey, dan B. Stoew, (2012), "A Compact UWB Indoor and Through-Wall Radar with Precise Ranging and Tracking," *Hindawi Publishing Corporation, International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, hal. 1-11.
- [7] L. Li, A. E. Tan, K. Jhamb, dan K. Rambabu, (2012), "Buried Object Characterization Using Ultra-Wideband Ground Penetrating Radar," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, No. 8, hal. 2654-2664.
- [8] H. Ishida, K. Araki, (2004), "Design and Analysis of UWB bandpass filter with ring filter", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.3, hal. 1307-1310.
- [9] L.Zhu, et al, (2005), "Ultra wideband (UWB) bandpass filters using multimode resonator", *IEEE Microwave Wireless Component letters*, Vol.15, No.11, hal. 797-798.

- [10] Wu, K., D. Deslandes dan Y. Cassivi, (2003) ,”The Substrate Integrated Circuits – A New Concept for High Frequency Electronics and Optoelectronics”, *6th International Conference on Telecommunications in Modern Sattelite, Cable & Broadcasting*, hal. 3-10.
- [11] Xiao ping chen dan Ke wu, (2014), “Substrate interegerated waveguide”, *IEEE Microwave Magazine*, hal. 1527-3342.
- [12] Fermin Mira, Jordi Mateu dan Vicente E. Boria, (2009), “Design of Ultra Wideband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filters in Zigzag Topology”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, No. 5.
- [13] Marcelino Armendariz, (2010), *The Substrate Integrated Waveguide Filters Implemented with Diodes and RF MEMS Switches*, Tesis Master, Texas A&M University, Texas.
- [14] Caloz, Cristophe, (2006), *Electromanetic Metamaterials : Transmission Line Theory And Microwave Applicatons*, Wiley Interscience, New Jersey.
- [15] Carace-Mranda,Fransisco P, (2006) , “Composite Right/Left Handed Transmission Line With Wire Bond Interdigital Capacitor”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, hal. 624-626.
- [16] Yongmao Huang, Zhenhai Shao, dan Lianfu Liu, (2013), “A Substrate Integrated Waveguide Banpass Filter Using Novel Defected Ground Structure Shape”, *Progress In Electromagnetic Research*, Vol. 135, hal. 201-213.
- [17] Aditomo Wisnu dan Munir Achmad, (2013), “Bandwidth Enhancement of Ultra-Wideband Microsrtp Bandpass Filter Using Defected Ground Structure”, *Quality in Researc (QiR)*,hal. 64-67.
- [18] Bart Scheers, (2001), *Ultra-Wideband Ground Penetrating Radar with Application to the Detection of Anti Personnel Landmiles*, Tesis Doktor, Universite Cathilique de Louvain, Belgia.

- [19] F. T Ulaby, (2010), *Fundamentals of Applied Electromagnetic 6th Edition*, Prentice Hall, New Jersey.
- [20] Mudrik Alaydrus, (2009), *Saluran Transmisi*, Graha ilmu, Jakarta.
- [21] Zamzam K & Jens B, (2014), "New Wideband Transition From Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol.62, No.12.
- [22] Sun, Sheng. Zhu, Lei., (2006) "Capacitive-Ended Interdigital Coupled Lines for UWB Bandpass Filters With Improved Out-of-Band Performances". *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, Vol. 16, No. 8.
- [23] Pozar, D. M. ,(1998), *Microwave Engineering 2nd Edition*, J. Wiley & Sons, New york.
- [24] Chang, Kai. Bahl, Inder dan Nair, Vijay, (2002), *RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems*, John Wiley and Sons, New York.
- [25] Hong, Jia-Sheng.,(2011), *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications 2nd Edition*, J. Wiley & Sons, New York.
- [26] Poole, Ian, "RF filter basics tutorial", <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/rf-filters/rf-filter-basics.php>, diakses pada 22 Mei 2015
- [27] Bowick, Chris., (1997) ,*RF Circuit Design*, Newnes, Burlington.
- [28] Capolini, Pilippo. (2009). *Theory and Phenomena of Metamaterials*, Taylor & France Group, Paris.
- [29] Christophe Caloz, T. Itoh, (2006), *Electromagnetic Metamaterials:transmission line theory and microwave applications*, John Wiley & Son, New Jersey.

- [30] Abu. M, (2012), "Single band and Dual Band Artificial Magnetic Conductor Ground Planes for Multi band Dipole Antenna", *Radio Engineering*, Vol.21, No.4.
- [31] K. Shen, G-M. Wang, S. Fu, dan G. Gu, (2009), "Highly Selective bandpass Filter based on Substrate Integrated Waveguide", *Electron Letters*, Vol. 45, No. 14, hal. 4-5.
- [32] Wei Qin, Wei Hong, Hong Jun Tang, J wang, (2009), "Design and Implementation of UWB Bandpass Filter with a Frequency Notch for Choking Back the Interference from Narrow Band Wireless Communication Systems", *ICUWB*,
- [33] L. S Wu, Zhou, Q Wei, dan W-Y. Yin, (2009), "An Extended Doublet Substrate Integrated Waveguide (SIW) BPF with aComplementary Split Ring Resonator (CSRR)", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol.19, No. 12, hal. 777-779.
- [34] Y M Huang, Z. Shao, Chang You, dan Z. He, (2014), "A Modified Doublet Bandpass Filter with Substrate Integrated Waveguide to DGS cell for Bandwidth Enhancement and Source Load Coupling", *Proccedings of Asia Pasific Microwave Conference*, Hal. 1315-1317.
- [35] YM Huang, Z. Shao, Z. HE, Jiang You, dan Di Jiang, (2014), "A Bandpass Filter Based on HMSIW to DGS cell", *International Journal of Antenna and Propagation (HINDAWI)*, Vol. 2015.
- [36] Y. Jiang, X.Q. Lin, Fei Cheng, J Yin, dan Y. Fan, (2013), "A Reconfigurable Filter Based on QMSIW Resonator", *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, hal. 5-7.
- [37] D Ahn, Jun-Seok Park,et al, (2001), "A Design of the Low Pass Filter Using the Novel Microstrip Defected Ground Structure", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol.19, No. 1.

- 
- [38] A. Abdel-Rahman, Ali, Amari. S, dan Omar,(2005),”Compact Bandpass Filters Using Defected Ground Structure (DGS) Coupled Resonators”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Vol.4, hal. 12-17.
- [39] Bismoko Dipa N, Setijadi Eko, Hari Mukti P, dan Waskito Wahyu, (2015),”A Wideband Bandpass Filter Based on Quarte Mode Substrate Integrated Waveguide (QMSIW) Using Modified Coupling Design for S-Band Application”, *The 10th International Student Conference on Advanced Science Technology Kumamoto University*, hal. 133-134.
- [40] Lee W. Cross, Moch. J. Almalkawi, dan Vijay K. Devabhaktuni,(2013), “HMSIW Loaded Evanescent-Mode Bandpass Filter”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol.23, Hal. 172-177, Issue 2.
- [41] Huang L, Ian Robertson, Weiwei Wu, dan Naichang Yuan,(2013), ”Substrate Integrated Waveguide Filters with Broadside-Coupled Complementary SRR”, *IET Microwaves Antenna and Propagation*, Vol. 7, Hal. 795-801.



Lampiran A

Datasheet Substrat Rodger RO 4360



RO4360G2™ High Frequency Laminates



RO4360G2™ laminates are 6.15 Dk, low loss, glass-reinforced, hydrocarbon ceramic-filled thermoset materials that provide the ideal balance of performance and processing ease. RO4360G2 laminates extend Rogers' portfolio of high performance materials by providing customers with a product that is lead-free process capable and offers better rigidity for improved processability in multi-layer board constructions, while reducing material and fabrication costs.

RO4360G2 laminates process similar to FR-4 and are automated assembly compatible. They have a low Z-axis CTE for design flexibility and have the same high Tg as all of the RO4000 product line. RO4360G2 laminates can be paired with RO4400™ prepreg and lower-Dk RO4000 laminate in multi-layer designs.

RO4360G2 laminates, with a Dk of 6.15 (Design Dk 6.4), allow designers to reduce circuit dimensions in applications where size and cost are critical. They are the best value choice for engineers working on designs including power amplifiers, patch antennas, ground-based radar, and other general RF applications.

Data Sheet

FEATURES AND BENEFITS:

RO4000® thermoset resin system specially formulated to meet 6.15 Dk

- Ease of fabrication / processes similar to FR-4
- RO4000 material repeatability
- Low loss
- High thermal conductivity
- Lower total PCB cost solution than competing PTFE products

Low Z-axis CTE / High Tg

- Design flexibility
- Plated through-hole reliability
- Automated assembly compatible

Environmentally friendly

- Lead free process compatible

Regional finished goods inventory

- Short lead times / quick inventory turns
- Efficient supply chain

CAF resistant

SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Base Station Power Amplifiers
- Small Cell Transceivers

Advanced Connectivity Solutions
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Property	Typical Value [1]	Direction	Units	Condition	Test Method
Dielectric Constant, ϵ_r (Process Specification)	6.15 \pm 0.15	Z		1.0 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 (2) Clamped Stripline
Dissipation Factor	0.0038	Z		1.0 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Thermal Conductivity	0.75		W/m/K	50°C	ASTM D-5470
Volume Resistivity	4.0 $\times 10^{15}$		D-cm	Elevated T	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Surface Resistivity	9.0 $\times 10^{12}$		D	Elevated T	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Electrical Strength	784	Z	V/mil		IPC-TM-650, 2.5.6.2
Tensile Strength	131 (19) 97 (14)	X Y	MPa (kpsi)	40 hrs 50%RH/23°C	ASTM D638
Flexural Strength	213 (31) 145 (21)	X Y	MPa (kpsi)	40 hrs 50%RH/23°C	IPC-TM-650, 2.4.4
Coefficient of Thermal Expansion	13	X	ppm/°C	-50°C to 288°C After Replicated Heat Cycle	IPC-TM-650, 2.1.41
	14	Y			
	28	Z			
Tg	>280		°C	N/A	ASTM D3850 using TMA
Td	407°C		°C	N/A	ASTM D3850 using TGA
T288	>30	Z	min	30 min / 125°C Prebake	IPC-TM-650 2.4.24.1
Moisture Absorption	0.08		%	50°C/48hr	IPC-TM-650 2.5.2.1 ASTM D570
Thermal Coefficient of ϵ_r	-131 @ 1.0 GHz	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Density	2.16		gm/cm ³	RT	ASTM D792
(4) Copper Peel Strength	5.2 (0.91)		pli (N/mm)	Condition B	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0				UL94 File QMTS2.E102763

(1) Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

(2) Clamped stripline method can potentially lower the actual dielectric constant due to presence of airgap. Dielectric constant in practice may be higher than the value listed.

(3) Design DK is an average number from several different tested lots of material and on the most common thicknesses. If more detailed information is required please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers technical article "The Influence of Test Method, Conductor Profile, and Substrate Anisotropy on the Permittivity Values Required for Accurate Modeling of High Frequency Planar Circuits" available on our website at www.rogerscorp.com.

(4) Results based on lot data.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
0.008" (0.203mm), 0.012" (0.305mm) 0.016" (0.406mm), 0.020" (0.508mm) 0.024" (0.610mm), 0.032" (0.813mm), 0.050" (1.274mm)	12" X 18" (305 X 457 mm) 24" X 18" (610 X 457 mm) 48" X 36" (1,224 X 915 mm)	1/2 oz. (18µm), 1 oz. (35µm) and 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil

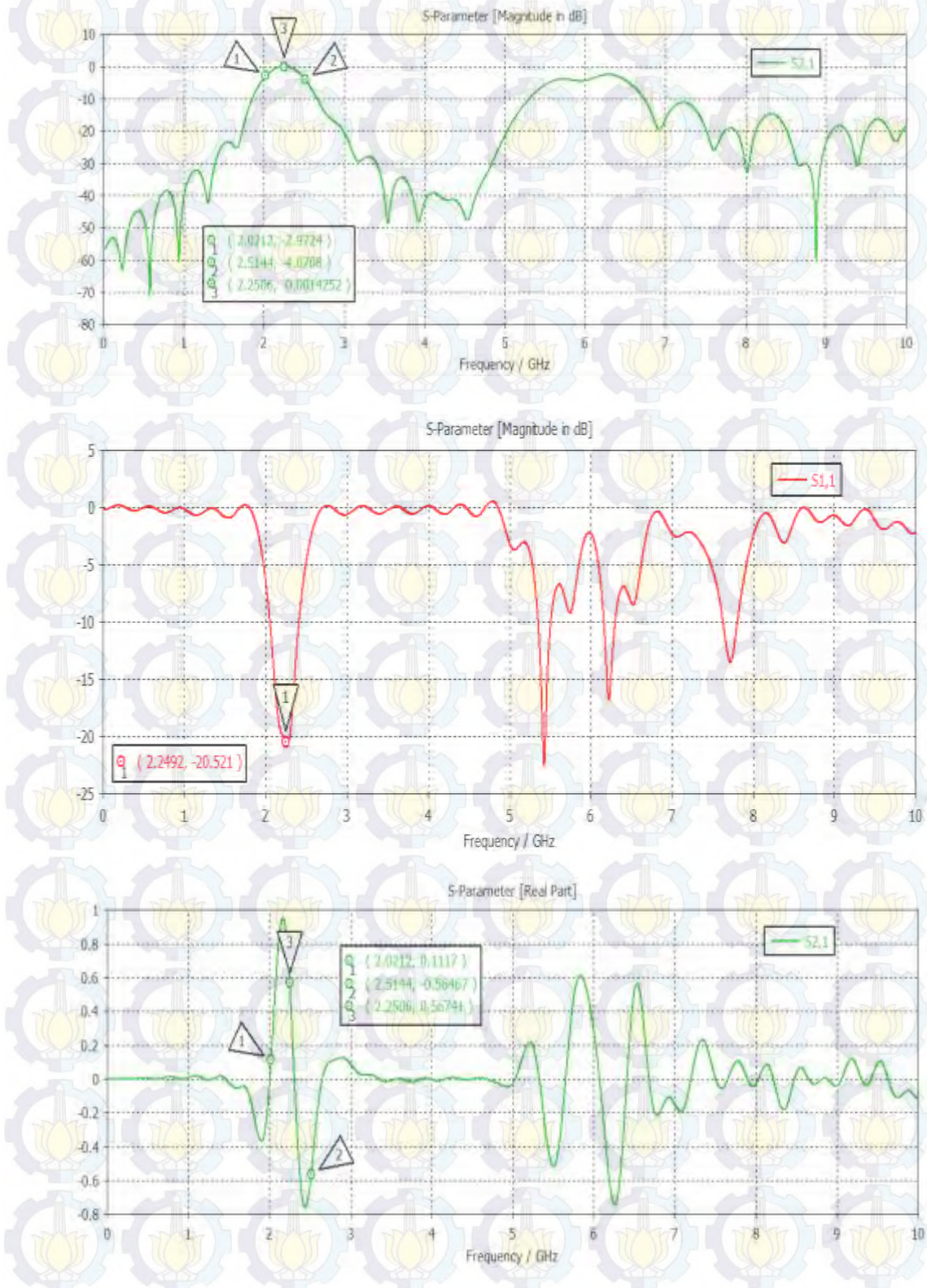
The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranty express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

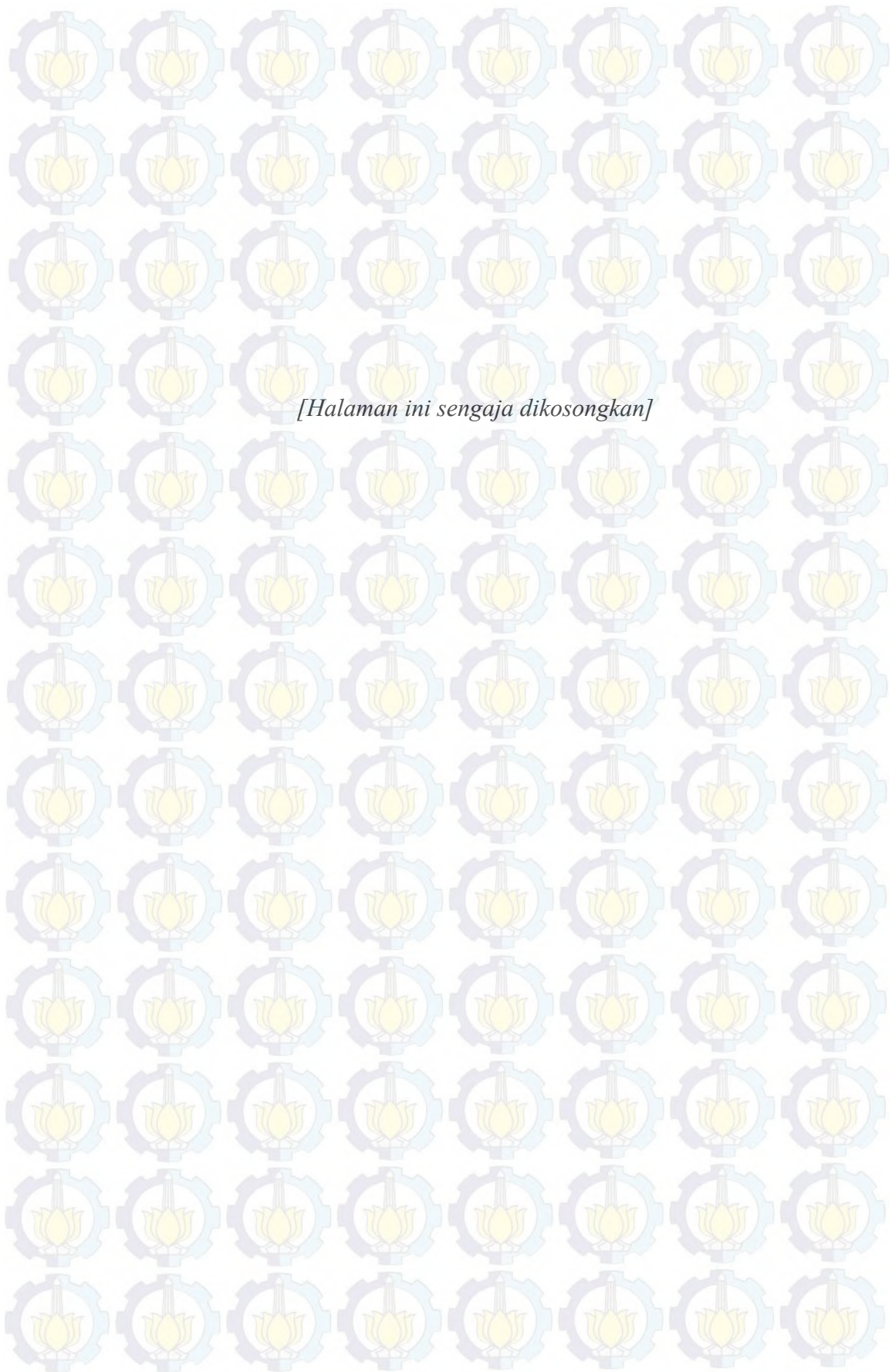
These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. The Rogers' logo, RO4000, RO4000 and RO4100 are licensed trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

© 2015 Rogers Corporation. Printed in U.S.A. All rights reserved. Revised 5399 062515 Publication 890-145

Lampiran B

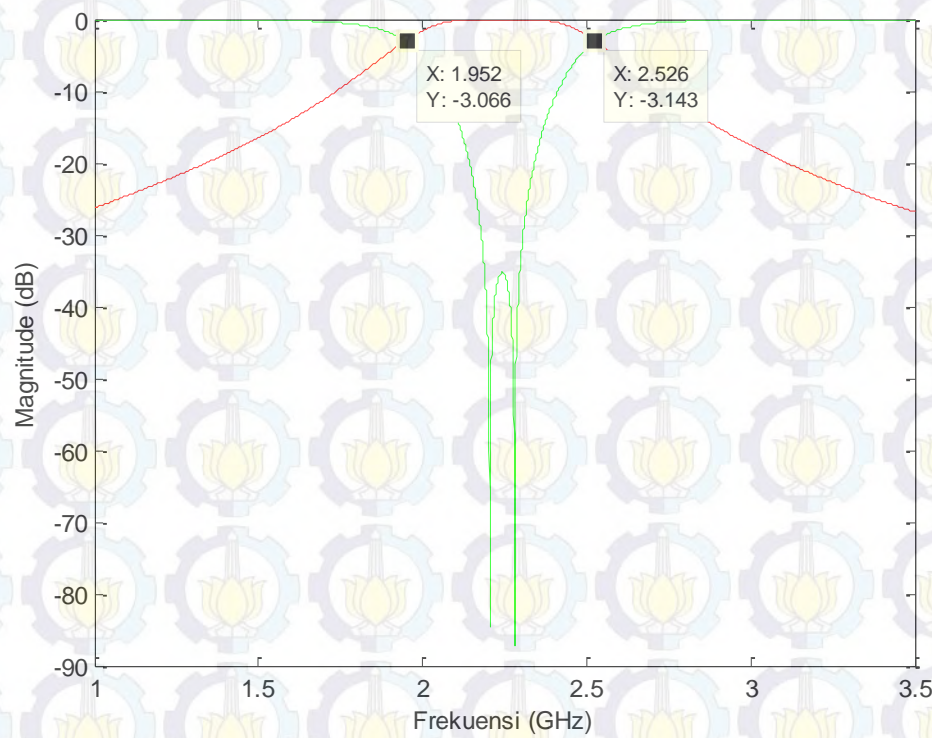
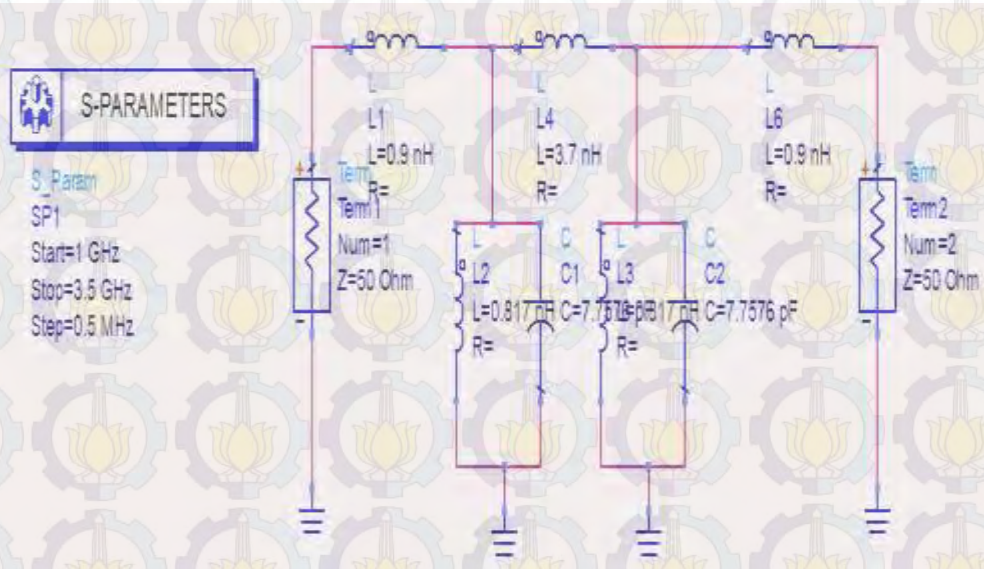
Hasil Simulasi CST

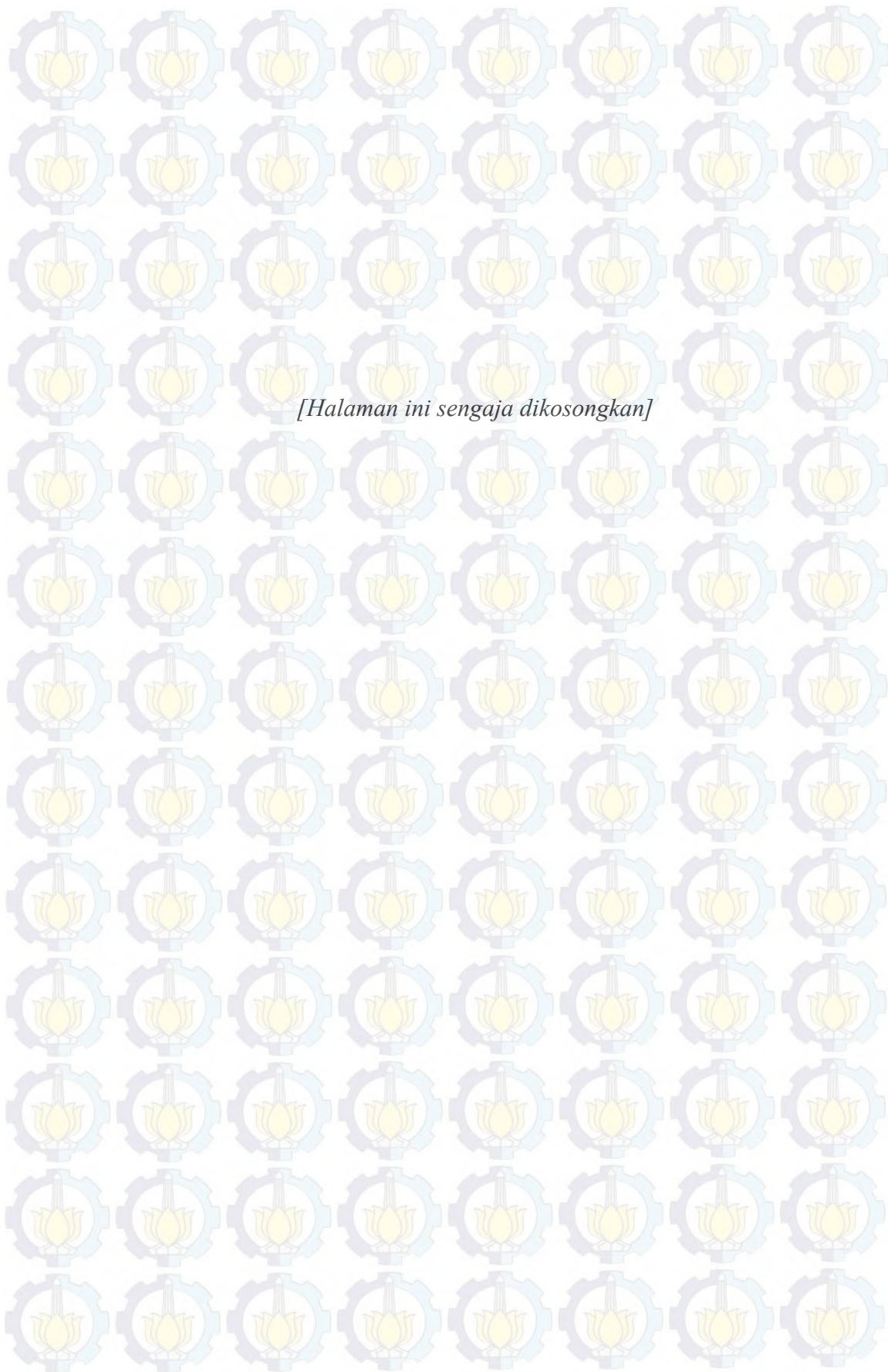




Lampiran C

Hasil Simulasi ADS

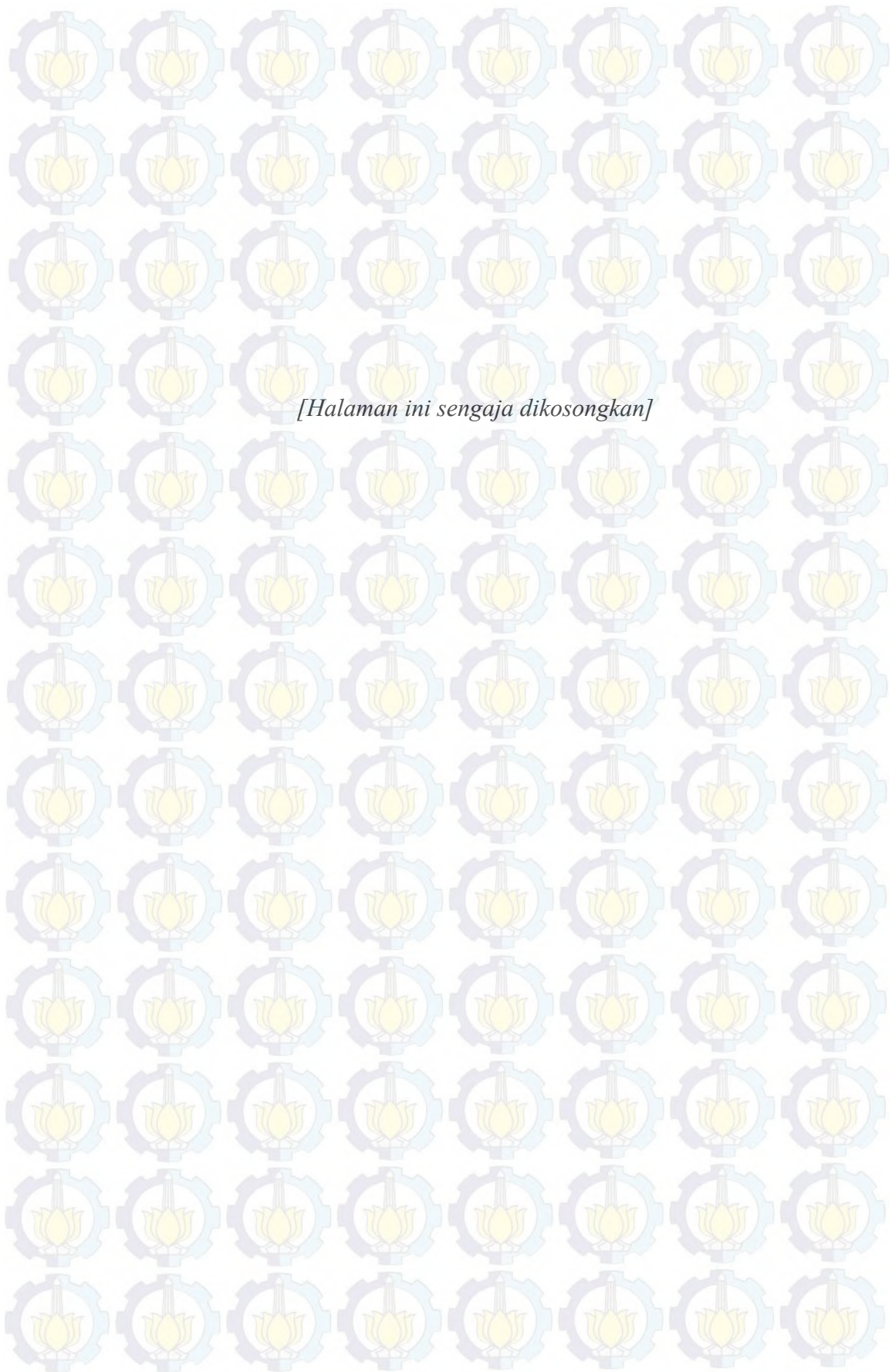




Lampiran C

Pengukuran Dengan Network Analyzer





Lampiran D Publikasi

A Wideband Bandpass Filter Based on Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide (QMSIW) Using Modified Coupling Designed For S-Band Application

Nuansa Dipa Bismoko¹, Eko Setijadi², Prasetyono Hari Mukti³ and Wahyu Waskito⁴

Electrical Engineering Department, Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS)

¹dipa12@mahasiswa.its.ac.id, ²ekoset@ee.its.ac.id, ³prasetyonohari@elect-eng.its.ac.id, ⁴wahyu.waskito10@mahasiswa.its.ac.id

Abstract – A compact wideband filter based on modified coupling quarter mode substrate integrated waveguide (QMSIW) is proposed. This topology permits to control characteristic of return loss, and the structure of the filter has only 25% size of substrate integrated waveguide (SIW). Dual pole QMSIW is studied based on the adjustment of the outer and inner coupling slot line configurations by using numerical analysis to predict the fractional bandwidth and Q-factor. The simulation result shows, such a filter results has a good performance of two poles QMSIW with modified doublet coupling. It has 22% fractional bandwidth with 2.56 GHz centre frequency, and good return loss less than -13 dB in the 2.3-2.7 GHz frequency band.

Index Terms– BPF, QMSIW, fractional bandwidth, modified doublet, SIW

I. INTRODUCTION

HENCE, a quarter mode integrated waveguide (QMSIW) was developed. The field distribution of QMSIW is almost the same of the field distribution of the original SIW [3]. QMSIW has only 25% size of SIW, meanwhile the advantages of SIW has been inherited.

In this paper, QMSIW based filter for S-band application is proposed on FR4 substrate. And the new model of doublet topology as illustrated in Fig. 1(b) is designed with slot line. The advantage of modified doublet topology are good the band of return loss at -13 dB, less via configuration, and easy to fabricated.

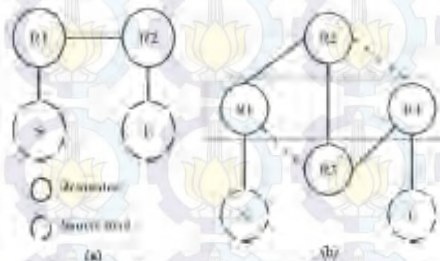


Fig. 1. Coupling scheme of (a) basic doublet and (b) modified doublet.

II. QMSIW DESIGN

The basic design structure of QMSIW is based SIW [1] design. Which is divided SIW structure into a half width w and length l as shown in Fig. 2. Justify of results will be

analyzed according to numerical theory.

A. Numerical analysis QMSIW

The fundamental structures and its parameters of an SIW are shown in Fig. 2(a). Diameter of via d and the distance v is set to $2d$.

To be able to recognize the dominant mode T_{mn} of the cavity resonator [4] of QMSIW referring to the Fig. 2(b) for single QMSIW resonator can be optimized using the following equation.

$$f_{res,QMSIW} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{2w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{2h}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2l}\right)^2}} \quad (1)$$

Where l and n are respectively the effective length and QMSIW thickness based conventional rectangular waveguide equation. And c is the light velocity in free space, $m, n, p = 1, 2, \dots$ is the dominant mode operated in QMSIW. While, the QMSIW has very small thickness, only TE_{00} mode can be preserved effectively [4].

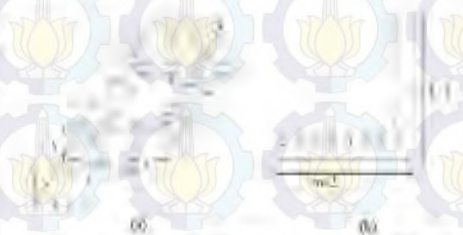


Fig. 2. Fundamental design single cavity or single pole (a) SIW and (b) QMSIW.

Where ϵ_r is substrate dielectric constant. For general a dual pole filter QMSIW synthesized by using equation (1) can be computed value of coupling coefficient M_{ij} [2] as follows.

$$k_{ij} = FBW \times M_{ij} \quad (2)$$

Since, the radiation loss increased for QMSIW filter structures, as illustrated in Fig.3 Filter Response on that figure following the coupling scheme in Fig. 1 (a).

B. Dimension of double cavity QMSIW with modified doublet

Fig. 4 depicted design of proposed QMSIW bandpass filter in two poles with modified coupling.

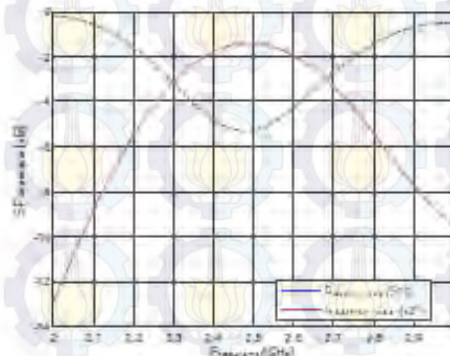


Fig. 5. Return loss & return loss of doublet coupling filter

Adjusting the dimensions of outer coupling $a1$, inner coupling $a2$ and modified coupling a , in the SIW cavities provide the tuning needed to match coupling coefficient from equation (1-2) and external quality factor extracted from full wave simulation to the calculated parameters [5]. Utilizing this method, the requirements in Table 1 provide the QMSIW bandpass filter.

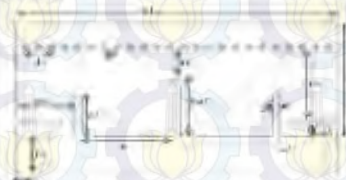


Fig. 4. Dimension of two pole modified coupling QMSIW

III. CHARACTERIZATION RESULTS AND DISCUSSION

To inspect the performance of proposed filter clearer. The proposed filter is designed and optimized with the total dimensions of proposed filter are included in Table 1.

Table 1. Dimension of the two pole modified coupling

Symbol	Value (mm)	Symbol	Value (mm)
$a1$	8	Lx	6.13
$a2$	5	$La3$	2.17
$a3$	1	wx	9
Lc	9.85	w	14
$La2$	10.8	wb	1
Lt	20.8	wt	49

The proposed filter shown in Fig. 4 is simulated on FR4 Epoxy substrate with relative permittivity of 4.3 and a thickness of 1.6 mm. QMSIW filter is evaluated to operate at S-band frequency spectrum.

In reference [7], a modified doublet BPF using SIW implemented in bandwidth enhancement. Meanwhile, in this

paper modified doublet filter using slot line has successfully implemented to improve return loss band, such in Fig. 5. The lower and higher cutoff frequencies of the QMSIW filter are equal to 2.28 – 2.85 GHz, with fractional bandwidth 22%. This filter has a good performance in return loss S11 below -15 dB at frequency range 2.3 – 2.7 GHz. And maximum insertion loss at the peak of frequency centre is -0.7 dB.

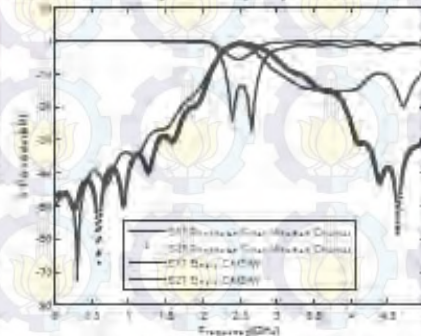


Fig. 6. Return Loss S11 and Insertion loss S21 of QMSIW Filter

IV. CONCLUSION

The proposed BPF-filter QMSIW with modified doublet using slot line configuration has a good performance in the return loss S11 level below -15 dB with frequency range 2.3–2.7 GHz and fractional bandwidth is 22 %. The QMSIW using slot line is easy to manufacture and easy to integrated with other RF planar components.

V. APPENDIX

The authors thanks to ITS and the Ministry of Research and Dikti, for sponsoring this work under the Fresh Graduate scholarship.

VI. REFERENCE

- [1] X. F. Chen and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Filter", IEEE microwave magazine, July 2014.
- [2] X. F. Chen and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Cross Coupled Filter with Negative Coupling Structure", IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol.56, No. 1, 2008.
- [3] C. Jin, and R. Li, "QMSIW and its Application to Antenna Design", IEEE Antennas and Propagation Transactions, vol.69, pp. 1-11, 2013.
- [4] Y. Jiang, X. Q. Lin, Fei Cheng, J. Yin, and Y. Fan, "A Reconfigurable Filter Based on QMSIW Resonator", Cross Strait Quad Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), pp. 5-7, 2013.
- [5] Y. Wang, W. Hong, Y. Ding, B. Liu, H. J. Tang, J. Chen, X. Yin, Ke Wu, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter", IEEE Microwave & Wireless Component Letters, vol. 17, no. 4, pp. 265-267, 2007.
- [6] D. G. Swenson, "Narrow Band Microwave Filter design", IEEE Microwave Magazine, pp.105-114, 2007.
- [7] Y. M. Huang, Z. Shao, G. J. You, and Z. He, "A Modified Bandpass Filter with Substrate Integrated Waveguide to Defected Ground Structure Cell for Bandwidth Enhancement and Source Load Coupling", Proceedings of Asia Pacific Microwave Conf., 2014.

Lampiran E

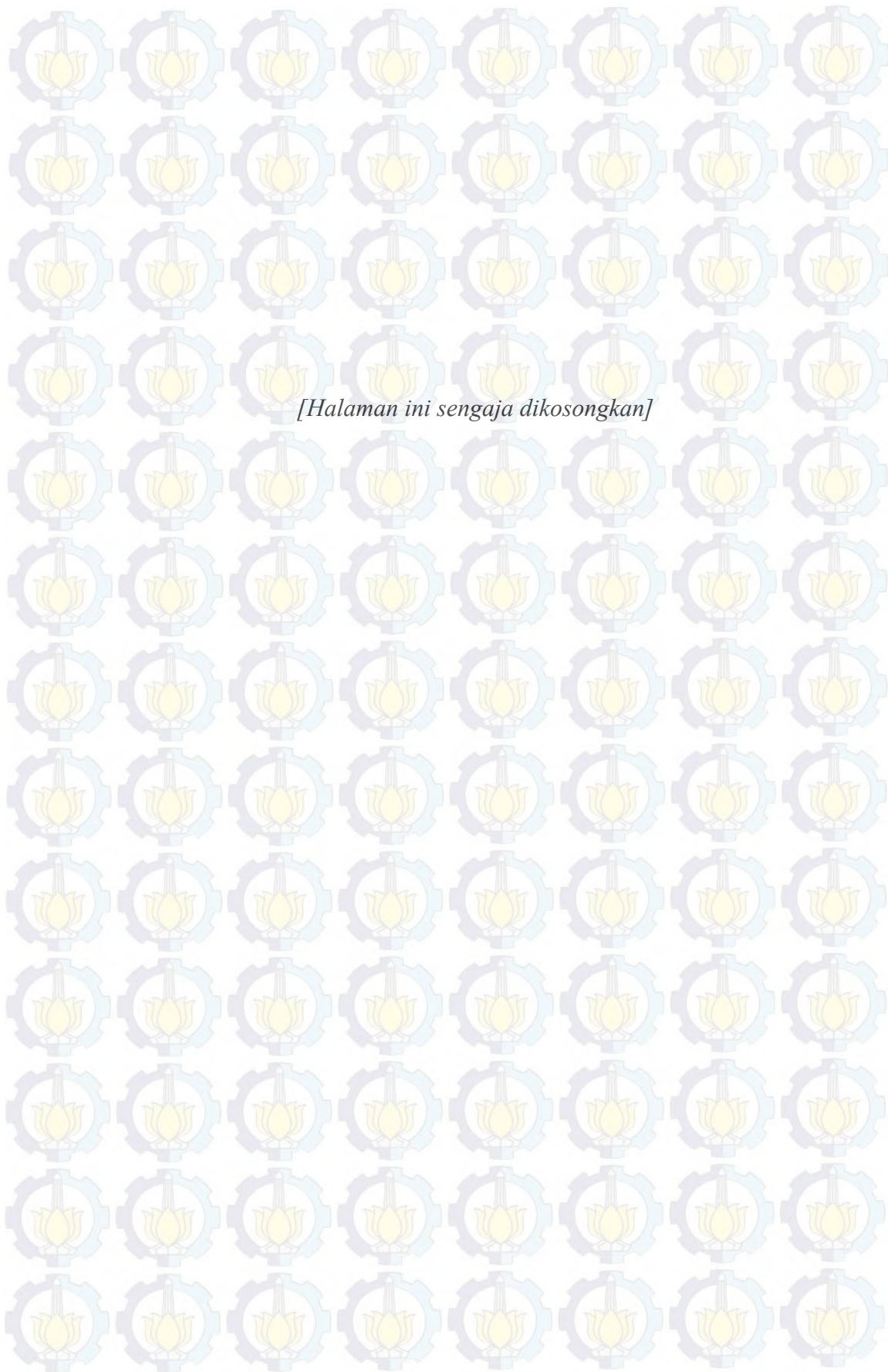
Listing Program MATLAB

Analisa Kopling a1 pada Simulasi

```
% % % % % % % % % % % % % perhitungan grafik kopling a1 QMSIW +DGS
clear all;clc
fh=[2.7 2.69 2.61 2.5 2.4668];
fl=[1.97 1.98 1.997 2 2.01];
La1=[7 8 9 9.37 10];
% a1=15.57-La1;
for i=1:5
    fo(i)=(fh(i)+(fh(i)-fl(i))/2;
    q_ex(i)=(2*fo(i))/(fh(i)-fl(i));
    a1(i)=15.57-La1(i);
end
q_ex
plot(a1,q_ex,'-o');
xlabel('Lebar Kopling a1 [mm]')
ylabel('External Quality Factor (Qext)')
```

Analisa Kopling a2 pada Simulasi

```
% % % % % % % % % % % % % perhitungan grafik kopling a2 QMSIW +DGS
clear all;clc
fh=[2.685 2.487 2.35 2.33 2.332 2.107 2.1];
fl=[2.059 2.061 2.082 2.089 2.088 2.1 2.1];
La2=[8 10 11.31 11.5 11.55 14 14.2];
% a1=15.57-La1;
for i=1:7
    % fo(i)=(fh(i)+(fh(i)-fl(i))/2;
    k(i)=(fh(i)^2-fl(i)^2)/(fh(i)^2+fl(i)^2);
    a2(i)=15.57-La2(i);
end
plot(a2,k,'-o');
xlabel('Lebar Kopling a2 [mm]')
ylabel('Koefisien Kopling (K)')
```

RIWAYAT HIDUP



Nuansa Dipa Bismoko merupakan anak ke dua dari tiga bersaudara dari pasangan Drs. Nirwanto Prasetyo Budi, M.Hum(Alm) dan Dra. Pudji Astuti. Dilahirkan di Mataram pada tanggal 4 Agustus 1991. Memulai pendidikan formalnya di SD Negeri Banjarsugihan V Surabaya (1997-2003), kemudian meneruskan pendidikan di SMP Negeri 2 Surabaya (2003-2006). Selanjutnya lulus pada tahun 2009 dari SMA Negeri 11 Surabaya (2006-2009).

Setelah itu, penulis diterima melalui PMDK di Jurusan Teknik Telekomunikasi PENS-ITS dan lulus tahun 2012. Kemudian Pada bulan Agustus 2012 penulis melanjutkan pendidikan sarjana di Jurusan Teknik Elektro Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya, dan lulus di tahun 2014. Di tahun yang sama penulis mengambil program magister di Institut Teknologi Sepuluh Nopember, pada jurusan dan bidang yang sama. Penulis telah mempublikasikan beberapa penelitian antara lain,

1. Perhitungan Link Budget Sistem komunikasi antar Kereta, (2012), *Jurnal Proyek Akhir Politeknik Elektronika Negeri Surabaya (PENS)*.
2. Sistem Komunikasi Multi Kanal Dengan Energi Yang Efisien Pada Radio Kognitif, (2014), *Pomits ITS - Jurusan Teknik Elektro*
3. A Wideband Bandpass Filter Based on Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide (QMSIW) Using Modified Coupling Design for S-Band Application, (2015), *The 10th International Student Conference on Advanced Science Technology Kumamoto University*.
4. Sistem Komunikasi Multihop SEP dengan Dynamic Cluster Head pada Jaringan Sensor Nirkabel, (2015), *Seminar Nasional Teknologi Informasi Komunikasi dan Aplikasinya (SNATIKA) 2015*